



Universidad
Carlos III de Madrid
www.uc3m.es

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR

Dpto. de TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA

Grupo de Sistemas Electrónicos de Potencia

EMULADOR DE PILAS DE COMBUSTIBLE PARA APLICACIÓN AL VEHÍCULO ELÉCTRICO HÍBRIDO

PROYECTO FIN DE CARRERA

INGENIERÍA INDUSTRIAL

AUTOR: ENRIQUE DE NICOLÁS LUMBRERAS

TUTOR: ANDRÉS BARRADO BAUTISTA

JULIO 2015



Universidad
Carlos III de Madrid
www.uc3m.es

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR

Dpto. de TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA

Grupo de Sistemas Electrónicos de Potencia

EMULADOR DE PILAS DE COMBUSTIBLE PARA SU APLICACIÓN AL VEHÍCULO ELÉCTRICO HÍBRIDO

PROYECTO FIN DE CARRERA

INGENIERÍA INDUSTRIAL

AUTOR: ENRIQUE DE NICOLÁS LUMBRERAS

TUTOR: ANDRÉS BARRADO BAUTISTA

JULIO 2015

A Cristina, que me ha apoyado durante el desarrollo del proyecto.

Índice:

1	Objetivos:	21
2	Introducción.....	25
	2.1 La pila de combustible.....	25
	2.2 La pila de combustible tipo PEM.....	26
	2.3 Motivación del proyecto	28
	2.4 Estado de la técnica.....	29
3	Descripción general del emulador	39
	3.1 Desarrollo del emulador.....	39
	3.2 El modelo PEM	40
	3.3 El convertidor multifásico	45
	3.4 Topologías analizadas y diseñadas.....	47
	3.4.1 Convertidor reductor	47
	3.4.2 Convertidor Full Bridge	48
	3.4.3 Convertidor Dual active bridge (DAB).....	49
4	Descripción de las topologías de potencia	51
	4.1 Especificaciones	51
	4.2 Convertidor Reductor.....	52
	4.2.1 Funcionamiento del convertidor Reductor.....	52
	4.2.2 Convertidor Reductor monofásico.....	59
	4.2.3 Convertidor Reductor multifásico.....	70
	4.2.4 Conclusiones del convertidor Reductor	81
	4.3 Convertidor Full Bridge	82
	4.3.1 Funcionamiento convertidor Full Bridge	82
	4.3.2 Convertidor Full Bridge monofásico	90



4.3.3	Convertidor Full bridge multifásico	96
4.3.4	Conclusiones del convertidor Full bridge	100
4.4	Convertidor Dual Active Bridge (DAB)	101
4.4.1	Funcionamiento DAB	102
4.4.2	Convertidor DAB monofásico	108
4.4.3	Convertidor DAB multifásico	113
4.4.4	Conclusiones del DAB	121
4.5	Conclusiones sobre la topología de potencia:	121
5	Diseño y selección de componentes para el convertidor reductor de 4 fases.	127
5.1	Diseño y selección de componentes magnéticos para convertidor reductor de 4 fases.	127
5.1.1	Dimensionamiento de los componentes magnéticos	127
5.1.2	Selección de la bobina	136
5.1.3	Selección del condensador	142
5.2	Selección semiconductores para el convertidor Reductor de 4 fases.....	144
5.2.1	Selección de los mosfets.....	144
5.2.2	Selección de los diodos.....	148
6	Diseño de la etapa de control para el convertidor reductor de 4 fases en SmartCtrl	153
7	Conclusiones y trabajos futuros	164
	Trabajos futuros.....	166
8	Estudio económico:	169
8.1	Costes de desarrollo	169
8.2	Presupuesto del proyecto:.....	169

Índice de figuras:

Figura 2.1: Funcionamiento de la pila de combustible PEM	27
Figura 2.2: Topología de potencia emulador deBeer	30
Figura 2.3: Esquema de control emulador deBeer	31
Figura 2.4: Esquema de control del emulador Gao	32
Figura 2.5: Modelo pila de combustible Gao	32
Figura 2.6: Esquema del emulador Gao	33
Figura 2.7: Modelo de la pila de combustible PEM propuesta por Carlos Restrepo	34
Figura 2.8: Esquema del emulador propuesto por Carlos Restrepo	34
Figura 2.9: Esquema de control propuesto en [6]	36
Figura 3.1: Diagrama de bloques del emulador propuesto en este trabajo	39
Figura 3.2: Curva de polarización de la pila de combustible tipo PEM	40
Figura 3.3: Modelo estático de la pila de combustible tipo PEM	40
Figura 3.4: Respuestas dinámicas de las pilas PEM	41
Figura 3.5: Modelo dinámico pila de combustible tipo PEM	42
Figura 3.6: Modelo dinámico simplificado pila de combustible tipo PEM	42
Figura 3.7: R_v en función de la intensidad de salida	43
Figura 3.8: R_L en función de la intensidad de salida	44
Figura 3.9: Funcionamiento de un convertidor multifásico	45
Figura 3.10: Cancelación del rizado en función del ciclo de trabajo	46
Figura 3.11: Convertidor reductor	47
Figura 3.12: Funcionamiento del convertidor reductor.	47
Figura 3.13: Convertidor Full Bridge.	48
Figura 3.14: Funcionamiento del convertidor Full Bridge.	48
Figura 3.15: Convertidor DAB.	49
Figura 4.1: Convertidor Reductor	52
Figura 4.2: Esquema del convertidor Reductor en Psim	52
Figura 4.3: Esquema en Psim del control en modo tensión.	53
Figura 4.4: Diagrama de bloques del control en modo tensión.	54
Figura 4.5: Esquema del control en modo corriente promediada.	54
Figura 4.6: Diagrama de bloques del control en modo corriente promediada.	55
Figura 4.7: Esquema del sensado en Psim	55
Figura 4.8: Esquema regulador tipo 3 en Psim	56
Figura 4.9: Sensado de corriente en el convertidor Reductor	56
Figura 4.10: Valores del modulador elegido en Smart Cntr.	57
Figura 4.11: Modulación del convertidor reductor.	58
Figura 4.12: Señales principales en el modulador del convertidor reductor.	58
Figura 4.13: Modelo promediado de un convertidor Reductor monofásico	60
Figura 4.14: Respuesta en frecuencia del convertidor reductor monofásico	61
Figura 4.15: Características estáticas de la pila de combustible tipo PEM	62

Figura 4.16: Diagrama de bloques del modelo estático de la pila de combustible PEM.....	63
Figura 4.17: LUT con el modelo estático de la pila de combustible PEM.	63
Figura 4.18: Esquemático en PSIM del convertidor Reductor monofásico con modelo estático.	63
Figura 4.19: Respuesta dinámica del convertidor reductor monofásico con modelo estático de la pila de combustible PEM.....	64
Figura 4.20: Modelo dinámico simplificado pila de combustible PEM.....	65
Figura 4.21: Diagrama de bloques del modelo dinámico de la pila de combustible PEM.....	65
Figura 4.22: Diagrama de bloques de la ecuación diferencial del condensador del modelo dinámico de pila de combustible tipo PEM.....	66
Figura 4.23: Diagrama de bloques de la ecuación de la resistencia R_v del modelo dinámico de pila de combustible tipo PEM	66
Figura 4.24: R_v en función de la intensidad de salida	67
Figura 4.25: Diagrama de bloques de la ecuación diferencial en la bobina del modelo dinámico de pila de combustible tipo PEM	68
Figura 4.26: R_L en función de la intensidad de salida	68
Figura 4.27: Diagrama de bloques del modelo completo de la pila de combustible tipo PEM.....	69
Figura 4.28: Convertidor reductor monofásico con modelo completo de la pila de combustible tipo PEM.	69
Figura 4.29: Respuesta dinámica del convertidor reductor monofásico con modelo dinámico de la pila de combustible tipo PEM.....	70
Figura 4.30: Convertidor Reductor con 4 fases con modelo dinámico de la PC tipo PEM.	71
Figura 4.31: Corrientes de fase y de salida en el convertidor Reductor multifásico.	72
Figura 4.32: Detalle de la corriente por las bobinas de cada fase en un convertidor Reductor de 4 fases.....	73
Figura 4.33: Esquemático del control de la ecualización.	74
Figura 4.34: Convertidor reductor multifásico con ajuste ecualización.	74
Figura 4.35: Obtención de la fdt del lazo interno del convertidor Reductor.....	75
Figura 4.36: Obtención de la fdt del lazo externo del convertidor Reductor.	76
Figura 4.37: Modulador del convertidor Reductor de 4 fases.	77
Figura 4.38: Respuesta dinámica del convertidor reductor multifásico con modelo completo de la PC tipo PEM.	78
Figura 4.39: Detalle de la respuesta dinámica del modelo.....	79
Figura 4.40: Respuesta dinámica convertidor Reductor multifásico 4fases $L=10\mu H$ y $C=60\mu F$	80
Figura 4.41: Respuesta dinámica del convertidor Reductor multifásico 4fases $L=10\mu H$ y $C=60\mu F$ II	80
Figura 4.42: Convertidor Full Bridge	82
Figura 4.43: Funcionamiento del convertidor Full Bridge.....	83
Figura 4.44: Esquema en PSim del control en modo corriente en el convertidor Full Bridge.....	84
Figura 4.45: Diagrama de bloques control en modo tensión.	84
Figura 4.46: Control en corriente promediada del convertidor Full Bridge.	85

Figura 4.47: Diagrama de bloques control de modo corriente promediada.....	85
Figura 4.48: Sensado de tensión en el convertidor Full Bridge	86
Figura 4.49: Regulador en el convertidor Full Bridge	86
Figura 4.50: Sensado de corriente en el convertidor Full Bridge.	87
Figura 4.51: Esquemático del modulador del convertidor Full Bridge.	87
Figura 4.52: Señales en los comparadores del modulador del convertidor Full Bridge.....	88
Figura 4.53: Generación de los disparos del primer y tercer mosfet del convertidor Full Bridge. 89	
Figura 4.54: Generación de los disparos del primer y tercer mosfet del convertidor Full Bridge. 89	
Figura 4.55: Disparos de los mosfets del convertidor Full Bridge.	90
Figura 4.56: Esquemático convertidor Full Bridge monofásico con modelo estático de la pila de combustible PEM.	92
Figura 4.57: Respuesta dinámica convertidor Full Bridge monofásico con modelo estático de la pila de combustible PEM.	93
Figura 4.58: Esquemático convertidor Full Bridge monofásico con modelo dinámico de la pila de combustible PEM.	94
Figura 4.59: Respuesta dinámica Full Bridge monofásico con modelo dinámico de la pila de combustible PEM.	95
Figura 4.60 Respuesta dinámica convertidor Full Bridge monofásico con modelo dinámico de la pila de combustible PEM.	95
Figura 4.61: Esquemático convertidor Full Bridge multifásico con modelo dinámico de la pila de combustible PEM.	98
Figura 4.62: Respuesta dinámica Full Bridge multifásico con modelo dinámico de la pila de combustible PEM.	99
Figura 4.63: Respuesta dinámica Full Bridge multifásico con modelo dinámico de la pila de combustible PEM II	99
Figura 4.64: Convertidor DAB.	101
Figura 4.65: Convertidor Dual Active Bridge.....	102
Figura 4.66: Principales señales en el primer puente del convertidor DAB.	102
Figura 4.67: Principales señales en el segundo puente del convertidor DAB.	103
Figura 4.68: Señales de tensión en los puentes y en la bobina del convertidor DAB.	103
Figura 4.69: Principales señales en el convertidor DAB.	104
Figura 4.70: Esquema en Psim del control en modo tensión.	105
Figura 4.71: Diagrama bloques control en modo tensión.	106
Figura 4.72: Esquema sensado en Psim.....	106
Figura 4.73: Modulador del convertidor DAB.....	107
Figura 4.74: Señales en el modulador del convertidor DAB.....	108
Figura 4.75: Esquemático en Psim convertidor DAB monofásico con modelo dinámico de la pila de combustible PEM.	109
Figura 4.76: Modelo promediado convertidor DAB monofásico.	110
Figura 4.77: Respuesta en frecuencia convertidor DAB monofásico.	110

Figura 4.78: Respuesta dinámica convertidor DAB monofásico con modelo dinámico de la pila de combustible PEM.....	112
Figura 4.79 Respuesta dinámica convertidor DAB monofásico con modelo dinámico de la pila de combustible PEM II.....	112
Figura 4.80: Asimetrías en las fases del convertidor DAB multifásico.	114
Figura 4.81: Modelo promediado convertidor DAB multifásico	115
Figura 4.82: Respuesta en frecuencia convertidor DAB multifásico.....	115
Figura 4.83: Esquemático etapa de potencia convertidor DAB multifásico	117
Figura 4.84: Esquemático etapa de control convertidor DAB multifásico con modelo de pila de combustible tipo PEM.	117
Figura 4.85: Esquemático moduladores convertidor DAB multifásico.	118
Figura 4.86: Corrientes por las bobinas y corrientes de fase por el convertidor DAB multifásico.	119
Figura 4.87: Respuesta dinámica convertidor DAB multifásico con modelo dinámico de pila de combustible tipo PEM.	120
Figura 4.88: Respuesta dinámica del convertidor DAB multifásico con modelo dinámico de pila de combustible tipo PEM.	121
Figura 4.89: Respuesta dinámica convertidor Reductor de 4 fases con $L=10\mu\text{H}$ y $C=60\mu\text{H}$	122
Figura 4.90: Respuesta dinámica convertidor Full Bridge de 4 fases con $L=10\mu\text{H}$ $C=60\mu\text{H}$ y transformador 1:1:	122
Figura 4.91: Respuesta dinámica convertidor DAB 4 fases con $L=5\mu\text{H}$ $C=60\mu\text{F}$ y transformador 3:1.	123
Figura 5.1: Disminución del rizado en función del ciclo de trabajo para un reductor multifásico.	127
Figura 5.2: Simulación frontera MCC-MCD reductor 4 fases.	129
Figura 5.3: Modulador implementado en el convertidor reductor de 4 fases	130
Figura 5.4: Respuesta dinámica convertidor reductor de 4 fases con $L=10\mu\text{H}$, $C=10\mu\text{F}$	131
Figura 5.5: Respuesta dinámica convertidor reductor de 4 fases con $L=10\mu\text{H}$, $C=30\mu\text{F}$	132
Figura 5.6 Respuesta dinámica convertidor reductor de 4 fases con $L=10\mu\text{H}$, $C=60\mu\text{F}$	134
Figura 5.7: Respuesta dinámica reductor e 4 fases con $L=10\mu\text{H}$, $C=100\mu\text{F}$	135
Figura 5.8: Formas de onda por la bobina en Pexprt.	136
Figura 5.9: Valores de diseño en Pexprt.....	137
Figura 5.10: Opciones de modelado en Pexprt	137
Figura 5.11: Diseños validos con RM14.....	138
Figura 5.12: Nuevo cable creado con 1,5mm de diámetro.....	139
Figura 5.13: Comparación entre AWG14 y conductores de 1,5mm de diámetro.	140
Figura 5.14: Características constructivas del diseño.	141
Figura 5.15: Perdidas del diseño.	142
Figura 5.16: Formas de onda por los mosfets del convertidor Reductor de 4 fases a máxima potencia.....	144

Figura 5.17: Perdidas en un mosfet	147
Figura 5.18: formas de onda por los diodos a máxima potencia.	148
Figura 5.19: Caídas de tensión en los diodos.....	150
Figura 6.1: Respuesta en frecuencia planta de corriente reductor 4 fases.....	153
Figura 6.2: Valores del modulador del convertidor reductor de 4 fases.....	154
Figura 6.3: Valores del regulador de corriente	154
Figura 6.4: Función de transferencia de planta y lazo abierto del regulador de corriente.....	155
Figura 6.5: Control ecualización para el convertidor reductor de 4 fases.....	155
Figura 6.6: Señales por el control de ecualización.....	156
Figura 6.7: Respuesta dinámica del control de ecualización del convertidor reductor de 4 fases.	157
Figura 6.8: Respuesta en frecuencia del lazo externo.	158
Figura 6.9: Regulador de Tensión.	158
Figura 6.10: Función de transferencia de planta y lazo abierto del regulador de tensión.....	159
Figura 6.11: Respuesta dinámica del convertidor Reductor definitivo I.	160
Figura 6.12: Respuesta dinámica del convertidor Reductor definitivo II.	161
Figura 6.13: Respuesta dinámica del convertidor Reductor definitivo III.	161
Figura 6.14: Respuesta dinámica del convertidor Reductor definitivo IV.	162

Índice de tablas:

Tabla 3.1: Rv en función de la intensidad de salida.....	44
Tabla 3.2: RL en función de la intensidad de salida.....	44
Tabla 4.1: Rv en función de la intensidad de salida.....	67
Tabla 4.2: RL en función de la intensidad de salida.....	68
Tabla 4.3: Conclusiones topología de potencia.....	124
Tabla 7.1: Conclusiones topología de potencia.....	164

Índice de acrónimos y símbolos:

AFC	Pilas de combustible alcalinas
C	Valor de capacidad.
CA	Corriente alterna
CC	Corriente continua
D	Diámetro del conductor
d	Ciclo de trabajo
DAB	Dual active bridge
DMFC	Pilas de combustible de metanol directo
Eoc	Tensión de la pila de combustible a circuito abierto.
f	Frecuencia
FC	Pila combustible
Fdt	Función de transferencia
fo	Frecuencia del filtro
fsw	Frecuencia conmutación
Gid	Función de transferencia corriente frente a ciclo de trabajo
Gvd	Función de transferencia tensión frente a ciclo de trabajo
Ic	Corriente por el condensador
Io	Corriente de salida
Il	Corrientes por la bobina
LUT	Tabla de consulta
MCC	Modo conducción continua
MCD	Modo conducción discontinua
MCFC	Pilas de combustible de carbonato fundido
L	Valor de inductancia.

PAFC	Pilas de combustible de ácido fosfórico PAFC
PC	Pila de combustible
Pcond	Perdidas mosfet conducción
Pdiodo	Perdidas diodo
Pds	Perdidas mosfet drenador-surtidor
PEM	Pila de combustible de membrana polimérica
Pgs	Perdidas puerta surtidor
PI	Regulador proporcional integral
PID	Regulador proporcional integral derivativo
Po	Potencia de salida
Pswon	Perdidas conmutación en el encendido de los mosfet
Pswoff	Perdidas conmutación en el apagado de los mosfet
PWM	Pulso modelado por amplitud
Rs	Resistencia que tiene la pila debido a pérdidas óhmicas.
Rv	Resistencia que tiene la pila debido a pérdidas de activación y de concentración
SOFC	Pilas de combustible de óxido sólido
t	Grosor de aislamiento de un cable
Vc	Tensión en el condensador
Vcomparador	Señal del comparador del modulador.
Vcontrol	Señal del regulador de tensión.
Vcuadrada	Señal del flanco del modulador.
Vdin	Tensión de referencia del modelo PEM
Vgs	Señal de disparo de un mosfet
VI	Tensión en la bobina



V_o	Tensión de salida
V_{primario}	Tensión en el primario del transformador del Full Bridge.
$V_{\text{rectificada}}$	Tensión tras el rectificador del Full bridge
$V_{\text{triangular}}$	Señal triangular del modulador.
W	Diámetro del cable
Z_o	Impedancia de salida



1 Objetivos:

El objetivo de este proyecto es diseñar un emulador de pilas de combustible tipo PEM basado en un convertidor electrónico de potencia y orientado al sector transporte, para su aplicación al desarrollo de vehículos eléctricos híbridos.

Los emuladores de pilas de combustible son sistemas electrónicos que presentan un comportamiento muy similar al de una pila de combustible, pero que internamente funcionan de una manera completamente distinta. Este tipo de sistemas se utilizan para reproducir el comportamiento de una pila de combustible sin la necesidad de tener físicamente dicha pila. El emulador que se pretende desarrollar debe ser capaz de reproducir tanto las características estáticas como dinámicas de las pilas de combustible.

El proyecto está orientado al sector transportes ya que es uno de los principales campos de aplicación de las pilas de combustible. En concreto, pretende utilizar en el desarrollo y la investigación de coches eléctricos híbridos, con el fin de conseguir medios de transporte más limpios y sostenibles. Actualmente existen dos retos a resolver relacionados con el desarrollo de coches completamente eléctricos, la autonomía y el tiempo de carga o repostaje. La utilización de pilas de combustible tipo PEM puede resolver ambos retos y salvar las limitaciones de los vehículos totalmente eléctricos.

Los emuladores de pilas de combustible son necesarios cuando se pretende hacer ensayos de laboratorio ya que aportan algunas ventajas con respecto a utilizar pilas de combustible. Un emulador es un sistema más sencillo y compacto que una pila de combustible, no necesita una instalación especial y compleja y al no tener combustible es mucho más seguro, durante la fase de pruebas. Las pilas de combustible tipo PEM presenta dos características destacables desde el punto de vista de las pruebas: la deriva térmica y el envejecimiento. Al utilizar un emulador en lugar de una pila de combustible real estos dos inconvenientes se solventan, y se puede obtener repetitividad en los ensayos de laboratorio.

El emulador de pilas de combustible tipo PEM se compone de un convertidor electrónico de potencia, gobernado a través de las funciones estáticas y dinámicas de la pila de combustible. Estas características del comportamiento de la pila de combustible tipo PEM han sido obtenidas por investigaciones previas desarrolladas y publicadas por el Grupo de Sistemas Electrónicos de Potencia (GSEP), como se indicará a lo largo de la memoria.

A continuación, se describe la estructura del presente proyecto:

En el capítulo dos se dan unas nociones generales sobre pilas de combustible centrándose especialmente en las pilas de combustible tipo PEM. A continuación, se explica la motivación del proyecto y el estado de la técnica, donde se exponen los proyectos que se consideran más relevantes sobre emuladores de pilas de combustible.

El sistema del emulador de la pila de combustible tipo PEM desarrollado se explica en el capítulo tres, junto con el modelo de pila de combustible PEM que se ha utilizado. También se explica en este capítulo el funcionamiento de los convertidores electrónicos multifásicos y las topologías de electrónica de potencia que se han analizado en este proyecto.

El capítulo cuarto se dedica a la descripción de tres topologías de convertidores electrónicos de potencia y al estudio de cuál de ellos es más óptimo para esta aplicación. Las topologías analizadas y diseñadas son las siguientes:

- Convertidor Reductor
- Convertidor Full Bridge
- Convertidor Dual Active Bridge

El capítulo 5 está dedicado a la selección de los componentes magnéticos y semiconductores para la topología de potencia y número de fases elegido.

El diseño de la etapa de control para la topología y número de fases elegido se explica en el capítulo 6.

En el capítulo siete se aportan las conclusiones extraídas del estudio realizado y proponen trabajos futuros.

El documento concluye con el capítulo octavo, donde se desarrolla un estudio económico del trabajo desarrollado en este proyecto.



2 Introducción.

En este capítulo se van a introducir distintos conceptos sobre los que versa este trabajo. Primero se va a describir lo que es una pila de combustible y su funcionamiento haciendo especial énfasis en las pilas de combustible tipo PEM. También se van a revisar los trabajos de investigación sobre emuladores de pilas de combustible PEM más importantes desarrollados hasta la fecha.

2.1 La pila de combustible

Las pilas de combustible funcionan teóricamente igual que una pila galvánica, tienen un ánodo y un cátodo en los cuales ocurre una reacción redox espontánea y se produce electricidad, la diferencia fundamental con la pila de galva es que el reductor en vez de ser un metal sólido es un combustible.

Una pila de combustible permite un flujo ininterrumpido de energía ya que los reactivos son suministrados externamente, de tal manera que en vez de agotarse como pasa con las baterías convencionales siguen funcionando siempre que tengan combustible. Esto las hace especialmente interesantes para el sector transporte donde la autonomía es muy importante.

Tipos de pila de combustible: las pilas de combustible se caracterizan fundamentalmente en función del combustible que utilizan y el electrolito que tienen.

- **Pilas de combustible de membrana polimérica PEM:** Utilizan hidrógeno, tienen una membrana sólida formada por un polímero, su ion conductor es H^+ y su oxidante oxígeno. Necesitan una buena gestión del agua que generan para evitar problemas por inundación y envejecimiento de la membrana. Operan a temperaturas menores de $100^{\circ}C$.
- **Pilas de combustible alcalinas AFC:** Utilizan como combustible hidrógeno y como electrolito una disolución alcalina, por tanto su ion móvil es OH^- . Su oxidante es oxígeno puro. Su temperatura de operación está entre $25^{\circ}C$ - $120^{\circ}C$.
- **Pilas de combustible de ácido fosfórico PAFC:** Su electrolito es ácido fosfórico y su ion móvil es H^+ , consumen distintos tipos de hidrocarburos desde gas natural a hidrógeno pero su oxidante siempre es oxígeno. Su temperatura de operación es menor de $190^{\circ}C$.

- **Pilas de combustible de carbonato fundido MCFC:** Utilizan como electrolito carbonatos fundidos para lo cual requieren una muy alta temperatura de funcionamiento, como oxidante utilizan oxígeno y admiten diversos combustibles como gas natural, biogás o hidrógeno. Su ion móvil es CO_2^- y funcionan en torno a 650°C .
- **Pilas de combustible de óxido sólido SOFC:** Usan como electrolito un sólido generalmente cerámico (óxido de circonio con ytrio.) cuyo ion móvil es el O_2^- . Como combustible utilizan metano, monóxido de carbono, biogás o hidrógeno. Su oxidante es siempre oxígeno y operan a altas temperaturas entre 850°C y 1000°C .
- **Pilas de combustible de metanol directo DMFC:** Funcionan consumiendo metanol gracias a una membrana polimérica que deja pasar iones H^+ , funcionan teóricamente igual que las PEMFC pero liberan dióxido de carbono. Operan entre a temperaturas menores de 130°C

2.2 La pila de combustible tipo PEM

Desde el punto de vista termodinámico una pila de combustible de tipo PEM funciona al contrario que la electrólisis del agua. En la electrólisis se aplica corriente eléctrica a una porción de agua y esta se disocia en moléculas de hidrógeno y oxígeno, este proceso es termodinámicamente reversible pero requiere un aporte externo de energía.

La pila de combustible PEM funciona teóricamente igual pero en sentido contrario, al juntar hidrógeno con oxígeno se libera agua y energía, pero ¿Cómo se puede conseguir que la energía se genere en forma de electricidad?

Para conseguir electricidad a partir de la reacción química se requiere de un electrolito es decir, un elemento que permita la circulación de iones pero que a su vez sea un aislante eléctrico. De esta manera en una PEM los iones H^+ pasan a través de una membrana polimérica y los electrones circulan por un conductor que une ánodo y cátodo. Para que esto funcione correctamente necesitamos un electrodo en la superficie en el cual ocurran las reacciones químicas, en las pilas tipo PEM el electrodo es de platino el cual además actúa además como catalizador.

Las pilas de combustibles de tipo PEM son una forma de almacenamiento de energía muy prometedora para el sector transportes debido fundamentalmente a estos factores:

1 Alta eficiencia:

Al utilizar una pila para obtener energía de un combustible en lugar de un ciclo térmico no tenemos el límite de rendimiento termodinámico que impone el teorema de Carnot. Esto nos permite alcanzar rendimientos que serían imposibles en un motor térmico.

2 Ausencia de emisiones de gases de efecto invernadero:

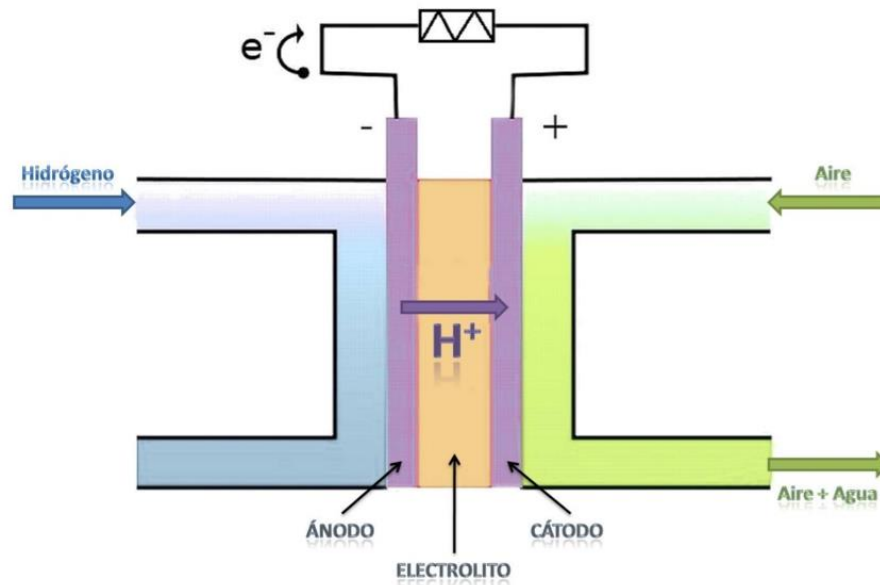
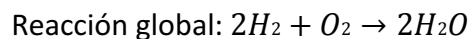
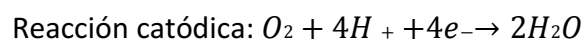
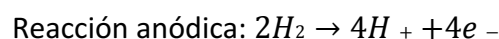


Figura 2.1: Funcionamiento de la pila de combustible PEM

Las pilas de combustible funcionan igual que una pila tradicional pero en vez de oxidando un ánodo en su interior oxidan un combustible suministrado externamente. En las pilas tipo PEM la reacción electroquímica es la siguiente:



Gracias a que el electrolito solo permite pasar a los protones se produce una corriente entre ánodo y el cátodo que permite que se genere un flujo de energía y teniendo como único producto de desecho agua pura.

3 Alta autonomía:

Al oxidar un combustible líquido en vez de un ánodo sólido su autonomía no está limitada por el tamaño de la pila sino por la cantidad de combustible que sea capaz de transportar el vehículo. Los actuales problemas de autonomía en los vehículos eléctricos pueden ser superados gracias a las pilas de combustible.

4 Ausencia de vibraciones:

Al contrario que un motor de combustión interna las pilas de combustible carecen de vibraciones lo cual facilita el diseño de vehículos confortables y silencios.

5 Disminución del tiempo de repostaje:

Además de la baja autonomía, las baterías poseen otro gran inconveniente, su alto tiempo de carga lo cual hace que el vehículo tenga que estar repostando durante mucho tiempo. Al utilizar pilas de combustible el tiempo de repostaje se reduce drásticamente ya que solo hay que llenar los depósitos de hidrógeno.

2.3 Motivación del proyecto

Un emulador de pilas de combustible basado en electrónica de potencia es un sistema que se comporta de manera similar a una pila de combustible a pesar de funcionar internamente de manera muy distinta. Estos emuladores pueden estar formados tanto por convertidores CC/CC, con o sin aislamiento galvánico, como, en algunos casos, por rectificadores con corrección del factor de potencia, y deben ser capaces de imitar las características estáticas y dinámicas de las pilas de combustible.

Los vehículos eléctricos han traído nuevos campos de desarrollo para la ingeniería, por lo que nuevas estrategias de control y arquitecturas eléctricas deben ser desarrolladas para poder superar los obstáculos que se presentan hoy en día.

Los prototipos de coches eléctricos híbridos basados en pilas de combustible son cada vez más complejos, incluyendo además de pilas de combustible, baterías y supercondensadores. Esto conlleva muchos ensayos de campo para comprobar la robustez de los sistemas.

Los emuladores de pilas de combustible son una pieza clave en los ensayos de estas arquitecturas eléctricas, ya que permiten que sean realizados con más seguridad. Utilizar un emulador en vez de una pila real permite no tener combustibles en el laboratorio, lo cual aumenta la seguridad en los ensayos, y por otro lado permite superar dos desventajas de las pilas de combustible tipo PEM, las que se refieren a su deriva térmica y envejecimiento.

La deriva térmica de las pilas de combustible tipo PEM consiste en que la curva de polarización de una pila de combustible tipo PEM varía en función de la temperatura de operación.

Los problemas de envejecimiento en las pilas PEM se producen por la degradación de la membrana polimérica a medida que avanza la vida de la pila. La eficiencia en pilas de combustible tipo PEM empeora al aumentar el tiempo de utilización de la pila de combustible.

Ambas desventajas de las pilas de combustible tipo PEM producen la pérdida de repetitividad en los ensayos con pilas de combustible tipo PEM, es decir ensayos similares con una pila PEM pueden dar resultados distintos debido a diferencias de temperatura y envejecimiento de la membrana polimérica. Al usar un emulador, los ensayos son fácilmente repetibles, algo fundamental para una correcta experimentación en laboratorio.

2.4 Estado de la técnica

A día de hoy hay distintas investigaciones sobre emuladores de pilas de combustible. Los artículos sobre emuladores de pilas de combustible se diferencian fundamentalmente en dos aspectos: la topología de potencia y el modelo de la pila que han utilizado.

Hay dos grandes grupos de modelos de pila de combustible, los modelos electroquímicos y los modelos comportamentales:

Los modelos electroquímicos obtienen sus parámetros a partir de la teoría sobre pilas de combustible, son más complejos y requieren más información sobre el funcionamiento interno de la pila. Las ecuaciones que describen el comportamiento de la pila se obtienen de la teoría electroquímica y termodinámica, en las cuales hay que introducir un conjunto elevado de parámetros. Estos modelos llevan un gran tiempo de computación y a menudo los resultados se desvían bastante debido al complejo funcionamiento interno de una pila de combustible.

Los modelos comportamentales, en concreto los de tipo caja negra, se basan en suponer que la pila de combustible funciona como una caja negra de la cual importa su respuesta y no tanto su funcionamiento interno. Esto permite reducir la pila de combustible a un conjunto de ecuaciones más sencillas. Al utilizar estos métodos se pierde mucha información sobre lo que ocurre en el interior de la pila, pero se gana en velocidad de computación y en exactitud, siempre que el modelo este bien ajustado.

En cuanto a la arquitectura de potencia se utilizan muchas topologías distintas en función de las características que se requieran en el emulador: bajo rizado de salida, mejor respuesta dinámica, valores de tensión de entrada y tensión de salida del emulador, potencia del emulador, necesidad de aislamiento galvánico entre la entrada y la salida del convertidor. Las topologías de potencia más usadas son las utilizadas en el convertidor Dual active bridge, convertidor Reductor, convertidor Elevador y convertidor Full Bridge.

En algunos diseños en vez de alimentar el emulador desde una fuente de CC se incluye un rectificador (en algunos casos con corrección del factor de potencia) que alimenta el convertidor CC/CC desde la red. Alimentar al emulador desde la red hace el conjunto del emulador más compacto y elimina la necesidad de tener una fuente de corriente continua en el laboratorio,

pero obliga a diseñar el rectificador para que opere conjuntamente con el convertidor CC/CC, lo cual aumenta la complejidad del control del emulador.

Actualmente hay varios proyectos de investigación sobre emuladores de pilas de combustible, los más importantes son los siguientes.

Equipo de investigación: Chris de Beer, Paul Barendse y Azeem Khan [1] [2] [3] [4].

Emulador de pilas de combustible PEM de alta temperatura. El modelo que utilizan es analítico y la topología está compuesta por dos etapas:

Un rectificador trifásico pasa de corriente alterna a continua y a continuación se obtienen los valores deseados de tensión y corriente mediante un convertidor CC/CC.

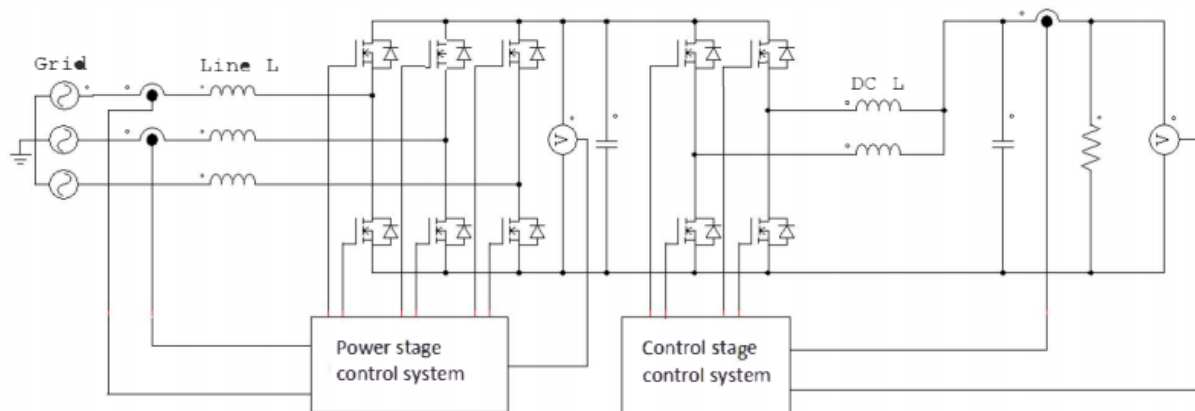


Figura 2.2: Topología de potencia emulador deBeer

El rectificador trifásico tiene un control d-q y se ocupa de las siguientes tareas:

- Alimentar la entrada del convertidor CC/CC desde una red trifásica.
- Mantener la tensión de entrada al convertidor CC/CC en el doble del valor de la tensión de salida del emulador, predicha por el modelo de pila de combustible.
- Mantener un factor de potencia del sistema unidad.
- Emular las características estáticas de la pila de combustible predichas por el modelo de pila de combustible.

El Convertidor CC/CC es un reductor multifásico con un control con lazo interno de corriente y lazo externo de tensión. El convertidor reductor tiene un número de fases par y un ciclo de trabajo en condiciones estáticas de 0,5 de tal forma que se anulan los rizados de salida, además de eso esta etapa también se ocupa de las siguientes tareas:

- Añade exactitud al voltaje de salida en condiciones estáticas de la pila de combustible.
- Reproduce la respuesta dinámica de la pila de combustible y sus fenómenos de funcionamiento tal como son predichos por el modelo de la pila de combustible.

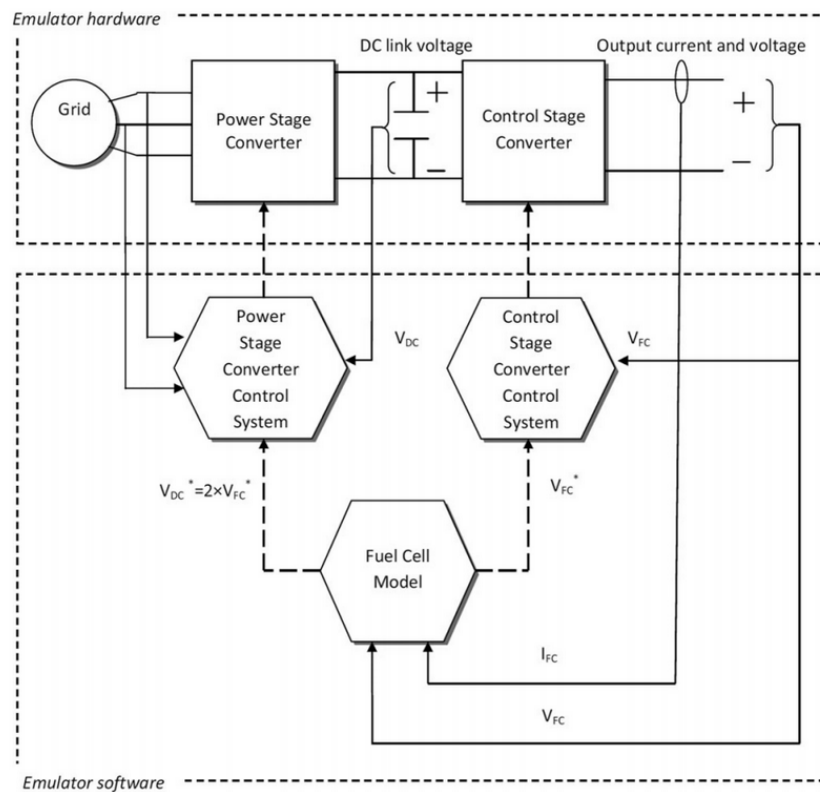


Figura 2.3: Esquema de control emulador deBeer

El funcionamiento general del sistema se traduce en que el rectificador reproduce las características estáticas del modelo de pila de combustible PEM y se ocupa de dar potencia al sistema completo; y el convertidor CC/CC reproduce las características dinámicas y los fenómenos de funcionamiento del modelo de pila de combustible y en condiciones estáticas anula los rizados de salida.

Una gran ventaja del emulador propuesto por este grupo de trabajo es que no solo representa las características estáticas y dinámicas de la pila de combustible PEM sino que también imita fenómenos de funcionamiento y operación de la pila PEM como el agotamiento de combustible [3] o la gestión del agua en las tuberías de los gases [4].

Las ventajas de este emulador son:

- Bajo rizado de salida.
- Representa fenómenos de comportamiento y operación de la pila de combustible.
- No se necesita una fuente de continua para operar con el emulador.
- Factor de potencia del sistema completo unidad.

Este emulador posee como desventajas:

- Control complejo ya que hay que regular el rectificador y el convertidor CC/CC simultáneamente
- Al trasladar el control del estado estacionario al rectificador la dinámica del sistema se vuelve más lenta.

Equipo de investigación: Fei Gao, Benjamin Blunier, David Bouquain, Abdellatif Miraoui [5], [6], [7], [8].

Para desarrollar este emulador se ha utilizado una topología elevadora con un doble lazo de control, donde la referencia del lazo de tensión cambia en función del modelo de la pila de combustible. El lazo de tensión tiene un regulador PID y el lazo de corriente un regulador PI.

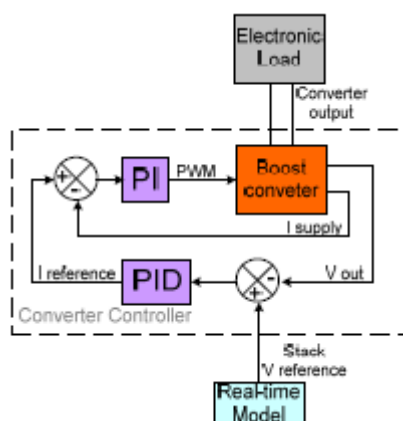


Figura 2.4: Esquema de control del emulador Gao

En cuanto al modelo se ha utilizado un modelo analítico con 3 submodelos, uno eléctrico, uno fluido-dinámico y otro térmico. Este modelo tan complejo les permite emular distintos procesos que ocurren en las pilas de combustible pero tiene un alto coste computacional.

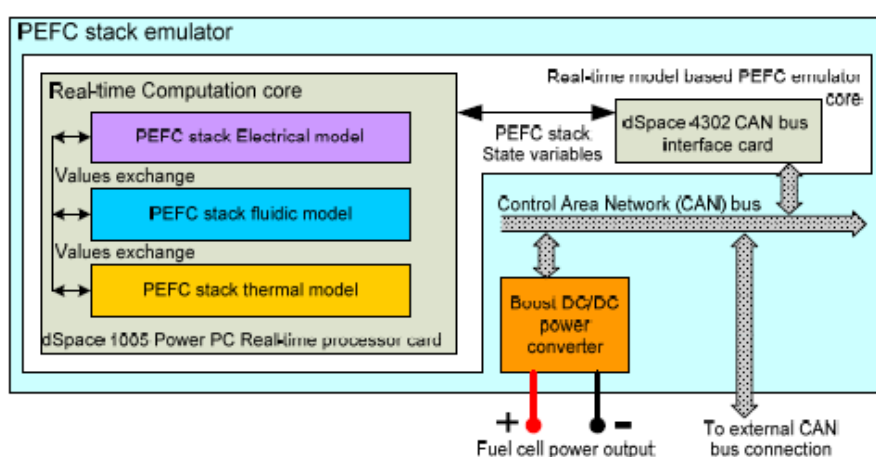


Figura 2.5: Modelo pila de combustible Gao

Debido a su complejidad el modelo no puede ser reproducido por un simple microcontrolador, esto obliga a conectar el emulador a un ordenador mediante CAN bus, haciendo que trabajar con el emulador sea mucho más complejo.

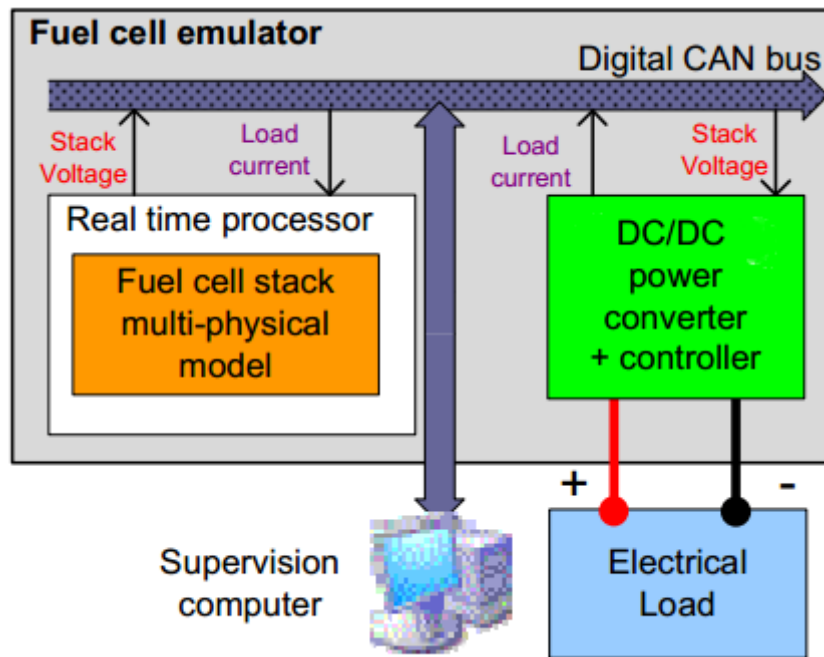


Figura 2.6: Esquema del emulador Gao

Este equipo de investigación ha utilizado un modelo analítico complejo, esto complica el control y obliga a la supervisión de un ordenador.

Como ventajas este emulador tiene:

- El control del convertidor elevador del emulador es un control ampliamente utilizado para el control de convertidores CC/CC.
- Representa fenómenos térmicos y fluido-dinámicos de la pila de combustible.

Las desventajas del emulador propuesto por este equipo son las siguientes:

- Debido a la complejidad del modelo se necesita conectar el emulador a un ordenador mediante CANbus, esto hace más complicado trabajar con el emulador.
- La topología es elevadora lo cual complica el control con respecto a utilizar una topología reductora.

Equipo de investigación de Carlos Restrepo y Javier Clemente [9], [10], [11], [12].

Este equipo de investigación ha elaborado distintos artículos sobre modelado de pilas de combustible, arquitecturas eléctricas con pilas de combustible y simulación de pilas de combustible tipo PEM.

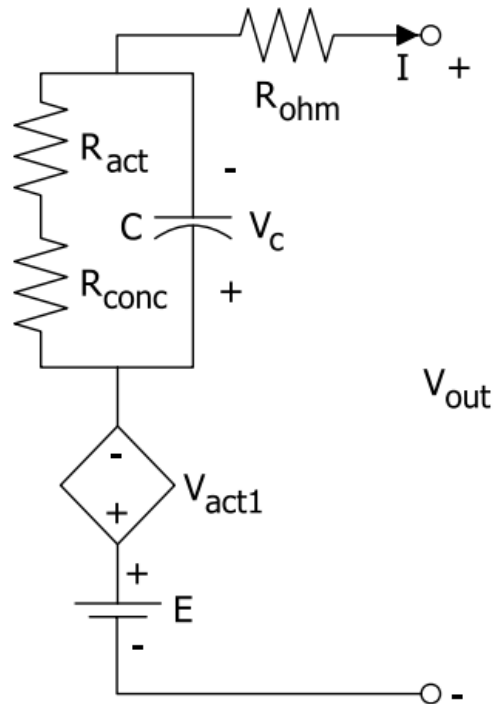


Figura 2.7: Modelo de la pila de combustible PEM propuesta por Carlos Restrepo.

El esquema eléctrico de la pila de combustible utilizado no es especialmente complejo pero los valores de los componentes se calculan mediante ecuaciones analíticas, lo cual complica el modelo. El modelo que utilizan no tiene ninguna inductancia por tanto solo es válido para pilas de combustible tipo PEM con respuesta dinámica sobreamortiguada.

Además del modelo electroquímico también poseen un modelo térmico que imita la deriva térmica de la PEM y sus pérdidas por calor.

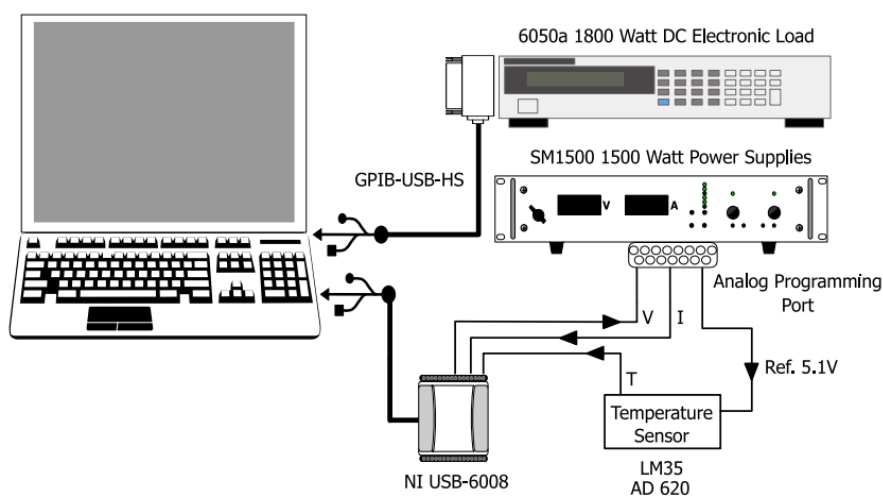


Figura 2.8: Esquema del emulador propuesto por Carlos Restrepo

El modelo analítico con ecuaciones electroquímicas tiene un alto coste computacional lo cual obliga a controlar la fuente de alimentación con un ordenador, que reproduce el modelo de la pila mediante labVIEW, esto hace que el emulador este limitado por la velocidad de la fuente comercial.

Las ventajas de este emulador son:

- Modelo de pila de combustible con un número reducido de componentes.
- Al utilizar una fuente de continua no es necesario el diseño de un convertidor CC/CA.
- Posee modelo térmico que emula la deriva térmica de la PEM y sus pérdidas por calor.

Las desventajas del emulador propuesto son:

- Modelo solo valido para pilas de combustible con respuesta dinámica sobreamortiguada.
- Necesita un ordenador que controle la fuente de alimentación para representar el modelo de pila de combustible PEM.
- El emulador está limitado por la velocidad de la fuente comercial.

Comparación entre el emulador propuesto en este trabajo y el estado de la técnica:

El emulador propuesto en este trabajo se describirá ampliamente en el Capítulo 3 de este trabajo.

La principal diferencia entre el emulador propuesto en este trabajo con respecto a otros trabajos anteriores es que el modelo de pila de combustible es comportamental de tipo caja negra (indicado en [13], [14], [15]) en vez de analítico. Como se ha explicado anteriormente los modelos comportamentales sacrifican información sobre los procesos internos de la pila de combustible, para reducir el complejo comportamiento de la pila de combustible a un conjunto de ecuaciones sencillas.

El modelo de pila de combustible tipo PEM mostrado en la Figura 2.7: Modelo de la pila de combustible PEM es parecido al que se utiliza en este trabajo, la diferencia fundamental está en que el que se ha utilizado en este trabajo tiene un bobina, lo cual lo hace valido tanto para pilas con respuesta dinámica impulsional-sobreamortiguadas como para pilas con respuesta dinámica sobreamortiguadas.

La elección de un modelo comportamental en este trabajo se debe que permite simplificar la manera de implementar el modelo de la pila PEM en el control del emulador. En el emulador propuesto en [6] se necesita conectar el emulador a un ordenador mediante CAN bus, en [10] el emulador debe estar conectado a un ordenador.

Un simple microcontrolador es capaz de reproducir un modelo comportamental, haciendo el emulador más compacto y eliminando la necesidad de un ordenador. Además los modelos

comportamentales no requieren poseer un conocimiento profundo sobre los complejos procesos electroquímicos que ocurren en el interior de las pilas de combustible.

En cuanto a la topología de potencia en este trabajo se ha optado por un convertidor CC/CC alimentado desde una fuente de continua. En este trabajo se van a estudiar las siguientes topologías de potencia:

- Convertidor Reductor.
- Convertido Full Bridge.
- Convertidor Dual active bridge.

En este trabajo no se va a estudiar la topología elevadora como se ha propuesto en [6]. Utilizar una topología elevadora complica innecesariamente el control del convertidor frente a topologías reductoras.

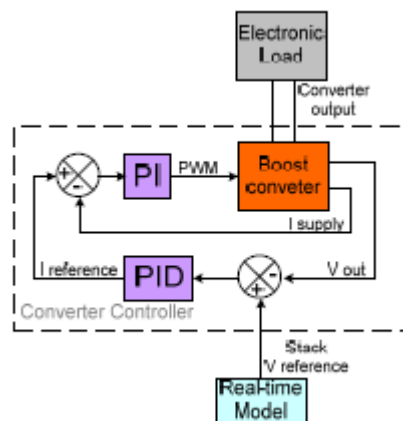


Figura 2.9: Esquema de control propuesto en [6]

El control propuesto para este trabajo es parecido al propuesto en [6], un doble bucle de tensión, donde la tensión de referencia del bucle de tensión varía en función del modelo de pila de combustible. No obstante el control que se propone en este trabajo tiene unos reguladores más complejos (tipo 3 en vez de tipo 2 y PI)

En este trabajo no se van a implementar ciertos fenómenos de funcionamiento de las pilas de combustible, como las que se han desarrollado en [3], [4] por el equipo de investigación formado por Chris de Beer, Paul Barendse y Azeem Khan.



3 Descripción general del emulador

En este capítulo se va a realizar una descripción general del emulador desarrollado en este trabajo. Se comenzará explicando el funcionamiento general del emulador propuesto. A continuación se expondrá el modelo de pila de combustible PEM utilizado.

El resto del capítulo se dedica a la explicación del funcionamiento de los convertidores CC/CC multifásicos y se terminará con una breve descripción de las topologías de convertidores CC/CC estudiadas en este trabajo.

3.1 Desarrollo del emulador

Para desarrollar el emulador se ha utilizado como base un convertidor electrónico de potencia gobernado mediante las funciones estáticas y dinámicas del comportamiento de la pila PEM.

La manera en la cual se han implementado las características estáticas y dinámicas de la pila de combustible PEM en el convertidor es la siguiente:

- 1 Se sensa la corriente de salida del convertidor.
- 2 Se introduce la señal de corriente en el modelo de la pila de combustible PEM que proporciona el valor de tensión, que corresponde a ese valor de corriente en una pila de combustible tipo PEM.
- 3 Se adapta la tensión que proporciona el modelo de la pila de combustible PEM a los niveles de tensión del control.
- 4 Se introduce la tensión del modelo adaptado a los niveles de tensión del control como señal de referencia del regulador de tensión.

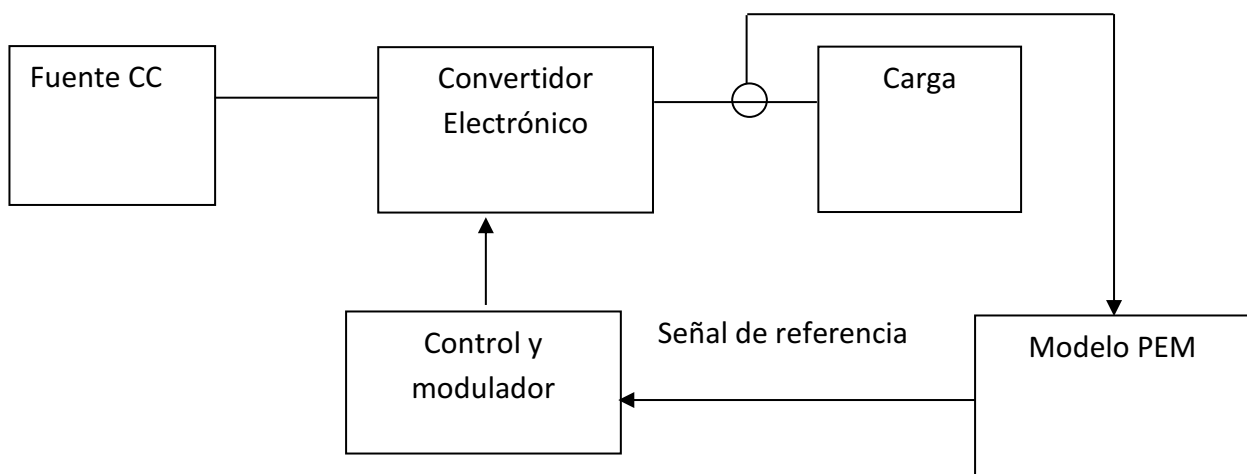


Figura 3.1: Diagrama de bloques del emulador propuesto en este trabajo

Para que el emulador sea rápido, el convertidor debería tener un filtro de salida pequeño, el problema es que también se necesita que el convertidor tenga poco rizado. La solución es recurrir a la técnica del entrelazado, es decir poner varios convertidores desfasados entre si y funcionando en paralelo, para que los rizados de las fases se compensen y obtenga poco rizado y unos filtros pequeños.

3.2 El modelo PEM

El modelo de pila que se ha utilizado en este trabajo es un modelo comportamental de tipo caja negra propuesto en [14]. Se considera que la pila es una caja negra de la cual se estudia su interacción con el exterior sin preocuparse de los procesos que ocurren internamente, de esta manera no es necesario conocer los complejos procesos termodinámicos y electroquímicos de las pilas de combustible.

Para poder desarrollar un modelo que imite correctamente el comportamiento de una pila de combustible se necesita que represente tanto el comportamiento estático como el comportamiento dinámico:

El comportamiento estático de la pila de combustible:

La curva característica Tensión-Corriente de la pila tipo PEM es la siguiente:

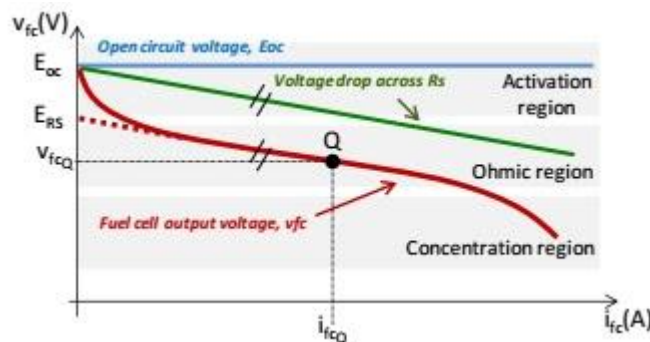


Figura 3.2: Curva de polarización de la pila de combustible tipo PEM

Para representar esta curva se ha utilizado el siguiente modelo:

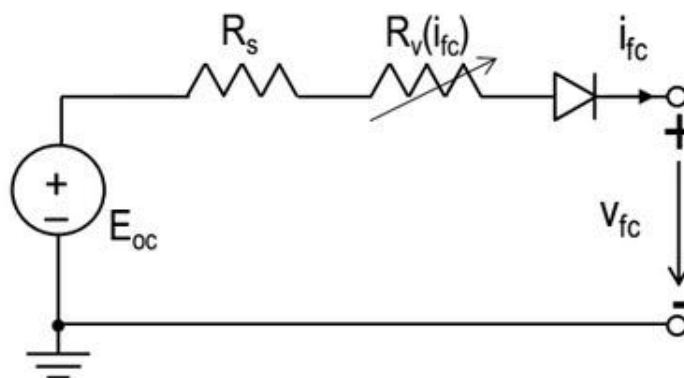


Figura 3.3: Modelo estático de la pila de combustible tipo PEM

En el modelo estático de la pila de combustible PEM los componentes son los siguientes:

- E_{oc} es la tensión de la pila a circuito abierto.
- R_s es la resistencia de la pila que representan las pérdidas óhmicas.
- R_v es una resistencia variable que representa tanto las pérdidas de activación como las pérdidas de concentración.
- El diodo se ocupa de representar la unidireccionalidad del flujo de energía en la pila.

El comportamiento dinámico de la pila de combustible:

Las pilas de combustible tipo PEM se pueden dividir en dos grandes grupos en función de su respuesta dinámica, las sobreamortiguadas y las impulsional-sobreamortiguadas, tal como se observa en la Figura 3.4:

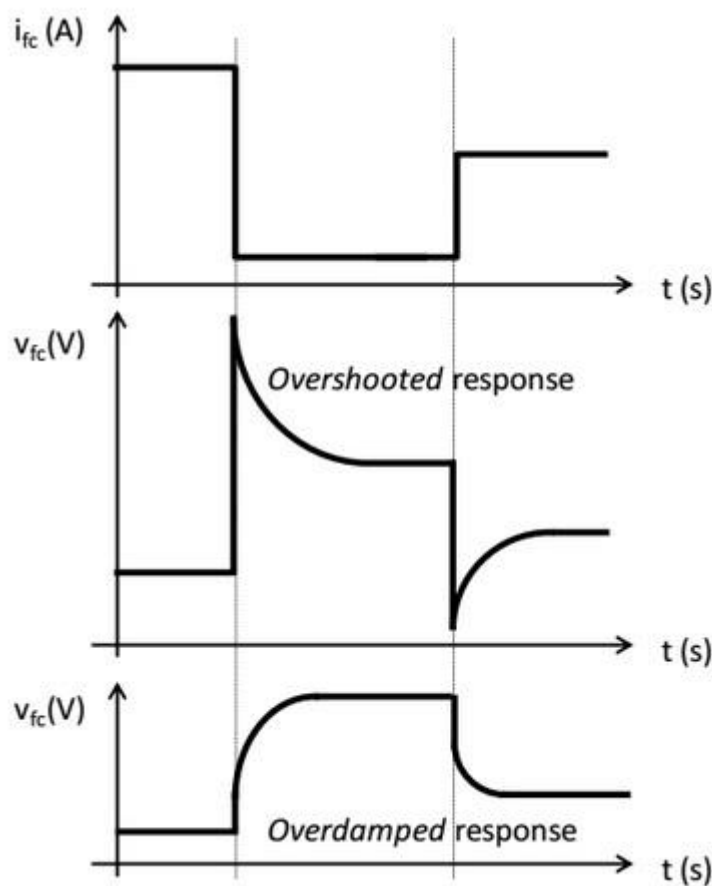


Figura 3.4: Respuestas dinámicas de las pilas PEM

Para añadir la respuesta dinámica al modelo estático se ha utilizado el siguiente modelo representado en la Figura 3.5, que vale tanto para pilas de tipo sobreamortiguadas como para impulsional-sobreamortiguadas.

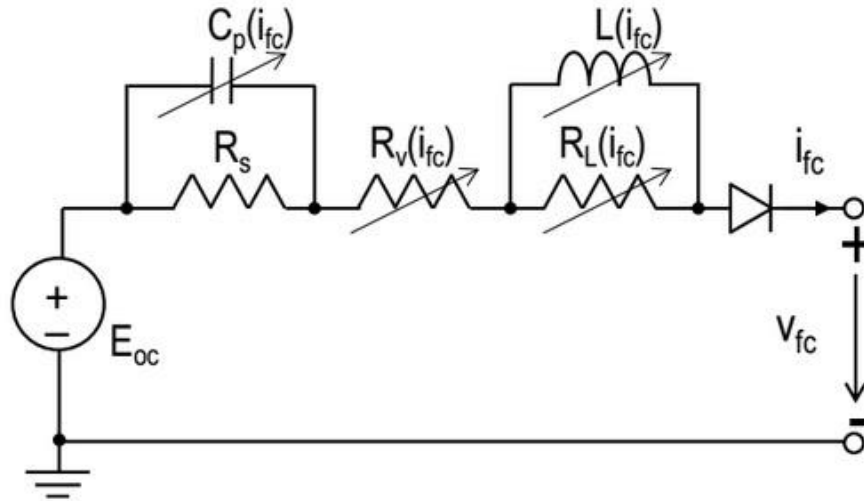


Figura 3.5: Modelo dinámico pila de combustible tipo PEM

En el modelo dinámico de la pila de combustible PEM los componentes son los siguientes:

- E_{oc} es la tensión de la pila a circuito abierto.
- R_s es la resistencia de la pila que representan las pérdidas óhmicas.
- R_v es una resistencia variable que representa tanto las pérdidas de activación como las pérdidas de concentración.
- El diodo se ocupa de representar la unidireccionalidad del flujo de energía en la pila.
- C_p representa las características sobreamortiguadas.
- L y R_L representan las características impulsional-sobreamortiguadas.

Usando la mediana de los valores de C_p y L el modelo puede ser simplificado por el mostrado en la Figura 3.6 como se indica en [14]:

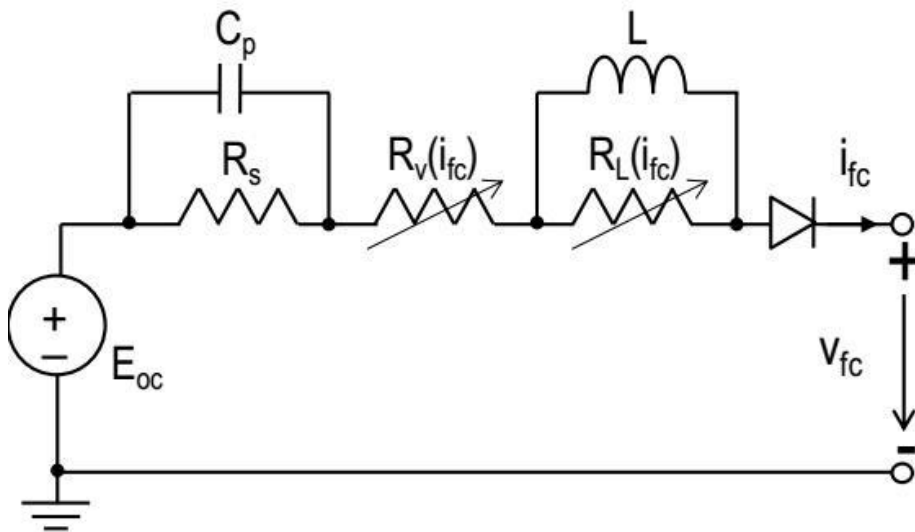


Figura 3.6: Modelo dinámico simplificado pila de combustible tipo PEM

Este modelo se puede utilizar para respuestas impulsional-sobreamortiguadas y sobreamortiguadas, en función de los valores de L y C_p . Si la pila es impulsional-sobreamortiguadas la inductancia será predominante mientras que si es sobreamortiguada lo será el condensador y la inductancia será despreciable.

La pila de combustible de la cual se han sacado los parámetros para este trabajo es una Nexa Ballard de 1.2kw. Esta pila de tipo impulsional-sobreamortiguadas tiene los siguientes parámetros:

- $E_{oc}=43V$
- $C_p=330mF$
- $R_s=120m\Omega$
- $L=5,54H$
- R_v en función de la intensidad de salida:

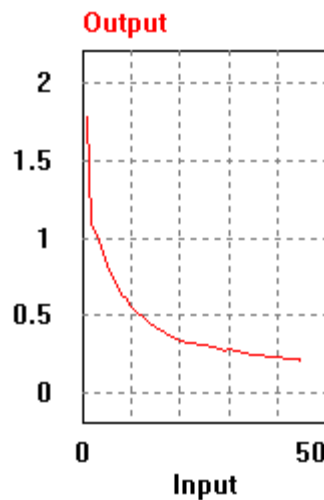


Figura 3.7: R_v en función de la intensidad de salida

I_{fc} (A)	R_v (Ohm)
1	1,780
2	1,080
3	1,013
4,126	0,902
5	0,820
8	0,630
9,160	0,601
10	0,550
14,190	0,434
15	0,426
19,200	0,349
20	0,335
24,260	0,305
25	0,312
29,400	0,274
30	0,278
34,440	0,250

35	0,251
39,450	0,228
40	0,229
42	0,225
43	0,222
44	0,221
44,480	0,211
45	0,226

Tabla 3.1: R_v en función de la intensidad de salida.

- RL en función de la intensidad de salida:

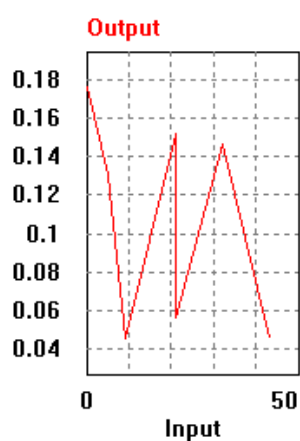


Figura 3.8: RL en función de la intensidad de salida

I_{fc} (A)	RL (Ohm)
0,004	0,175
5,120	0,13
9,090	0,045
21,230	0,152
21,300	0,056
32,350	0,147
43,410	0,045

Tabla 3.2: RL en función de la intensidad de salida.

Una explicación más detallada del modelo y como obtener sus parámetros a partir de experimentos con una pila de combustible comercial se expone en los siguientes artículos: [13] [14] [15].

3.3 El convertidor multifásico

Para este proyecto se ha decidido implementar convertidores multifasicos, que consisten en poner en paralelo varios convertidores tal como se observa en la Figura 3.9.

Definición

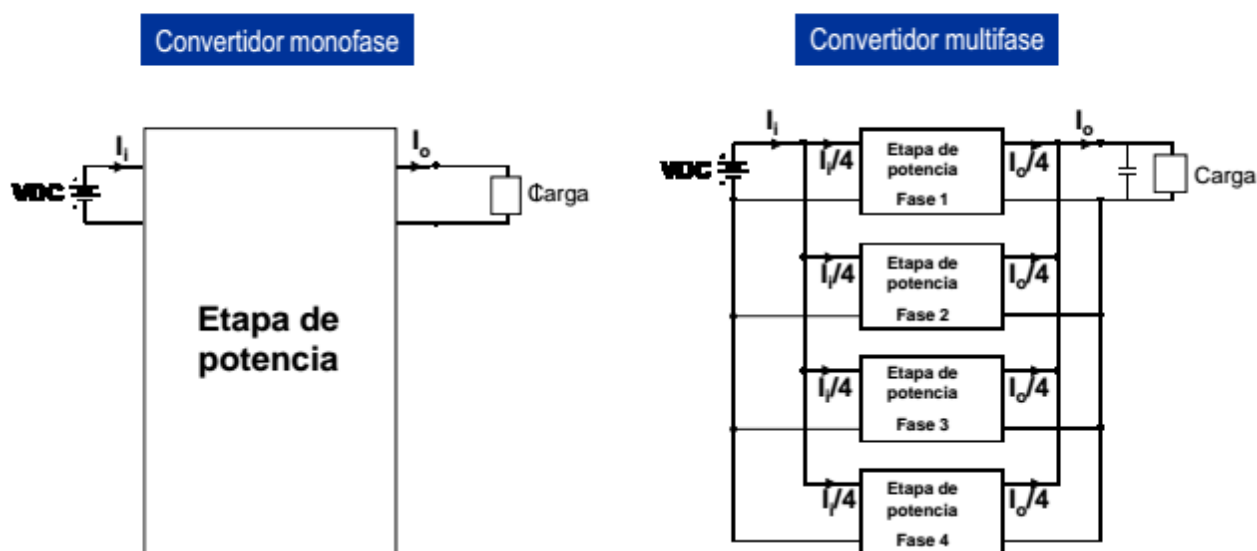


Figura 3.9: Funcionamiento de un convertidor multifásico

De esta manera se reparte la corriente y por tanto la potencia que se inyecta a la carga. Utilizar sistemas multifasicos tiene las siguientes ventajas:

Reducción del rizado. Una parte fundamental de este proyecto es que el convertidor sea rápido ya que debe funcionar más rápido que el modelo de pila de combustible para poder seguirlo correctamente. Para conseguir esto se necesita que los componentes magnéticos sean lo más pequeños posibles de manera que el convertidor pueda reaccionar rápido a escalones de carga. El problema es que al hacer los filtros pequeños se aumenta el rizado de las señales de salida, aumentando el rizado de la tensión de salida y por tanto el error cuadrático medio en régimen permanente. Al utilizar varias fases con funcionamiento entrelazado se reduce el rizado en el filtro de salida pudiendo por tanto disminuir el tamaño de los filtros.

Disminución de las corrientes en bobinas, diodos y transistores. Al dar cada fase una parte de la corriente de salida, los valores de corriente medios en los componentes de las fases se hacen más pequeños.

Disipación del calor más distribuida. Al tener varias fases en vez de una, el calor que desprende el convertidor se reparte entre las fases lo cual disminuye la temperatura del punto más caliente.

Mejor respuesta dinámica. Un convertidor multifásico con n fases se comporta dinámicamente igual que un monofásico cuya bobina equivalente es n veces más pequeña. Al utilizar varias fases, los polos del sistema dinámico se desplazan a frecuencias muy superiores.

Cancelación del rizado. Para múltiples fases existe uno o varios valores del ciclo de trabajo para los cuales se anula el rizado de salida, esto permite disminuir drásticamente el condensador de salida y mejorar la respuesta dinámica del sistema.

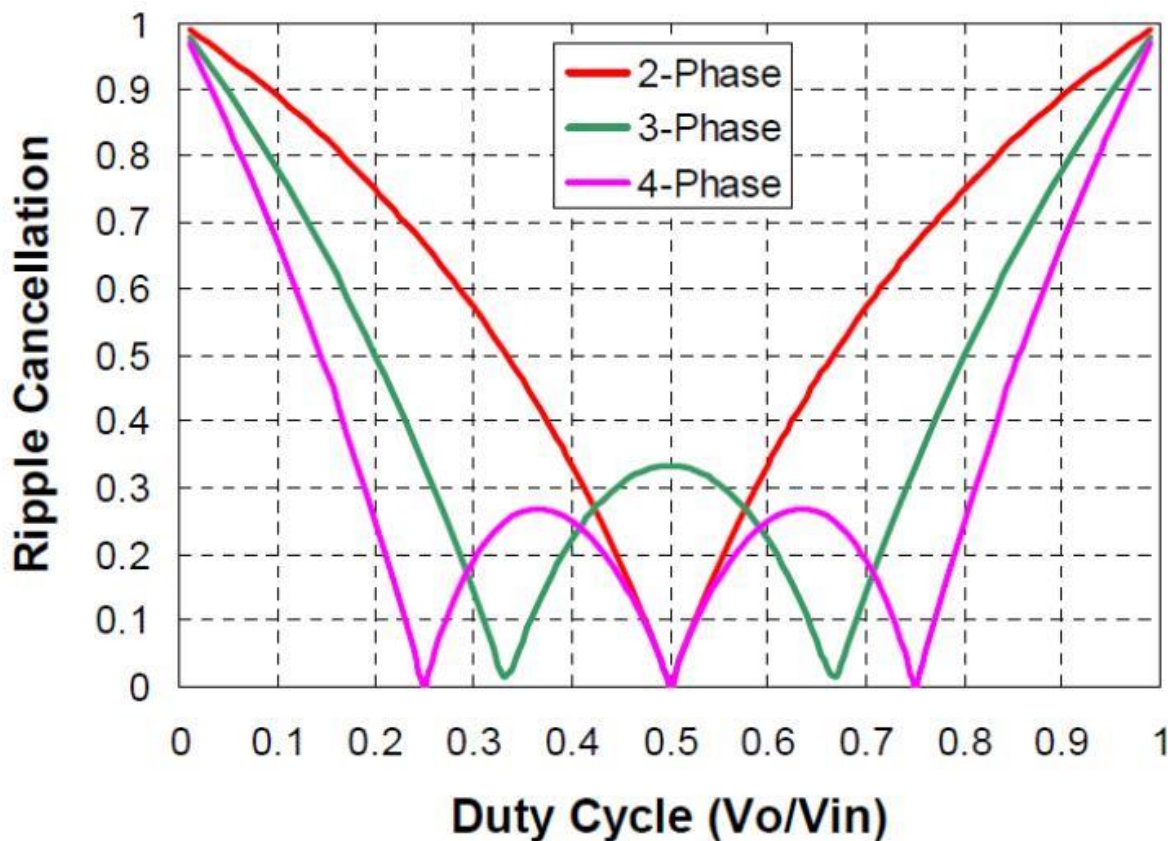


Figura 3.10: Cancelación del rizado en función del ciclo de trabajo

Inconvenientes de los convertidores multifásicos:

Incremento de costes. Al tener más fases se tienen más interruptores, componentes magnéticos, diodos y controladores, lo cual redundaría en un aumento del coste del convertidor.

Problemas de balanceo de corriente. Al tener varias fases funcionando de forma paralela puede haber desequilibrios en el sistema lo que hace necesario controles más complejos.

Generación de ruido interno. Debido a interacciones entre fases se puede generar ruido. Para solucionarlo hay que diseñar los reguladores de forma que puedan atenuar estas señales.

3.4 Topologías analizadas y diseñadas

3.4.1 Convertidor reductor

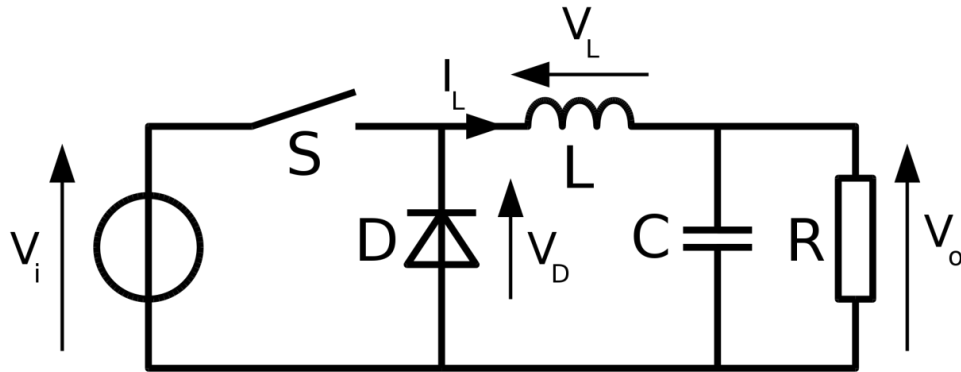


Figura 3.11: Convertidor reductor

El convertidor reductor fue el primer convertidor electrónico conmutado, con lo cual su funcionamiento es sumamente conocido. Un *chopper* formado por un interruptor y un diodo trocea la tensión en función de una onda PWM de ciclo de trabajo variable. Así pues, el *chopper* proporciona una tensión pulsante a la frecuencia de conmutación. Para convertir la tensión en continua se añade un filtro LC que deje pasar el valor medio de tensión.

Se pone un filtro LC para que no se consuma potencia activa.

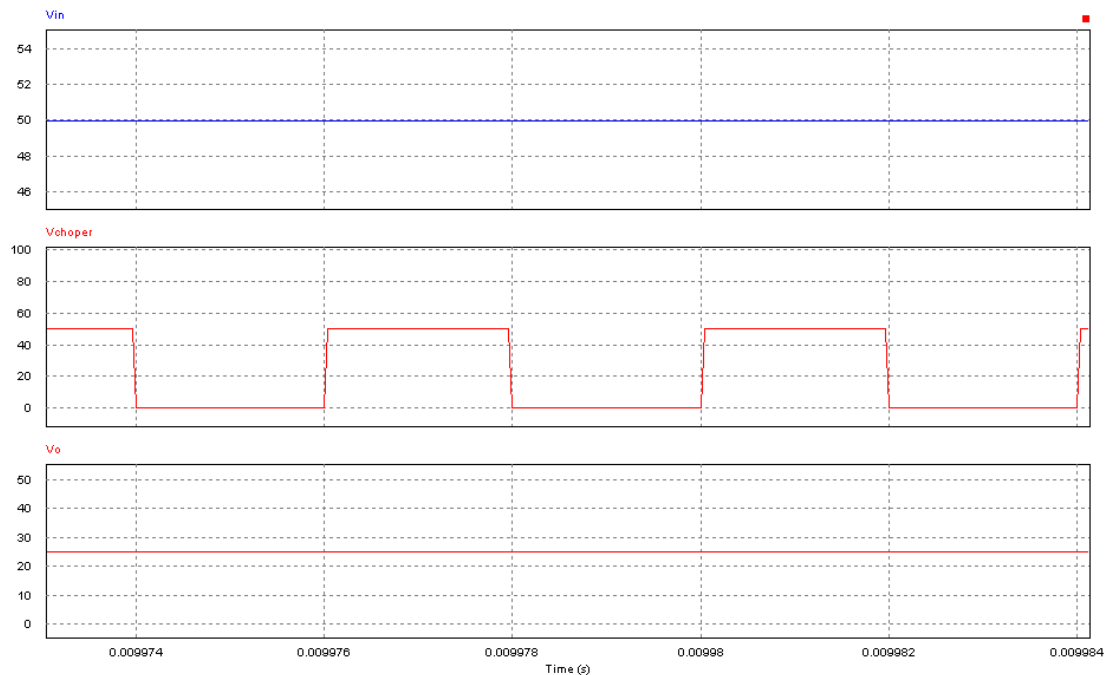


Figura 3.12: Funcionamiento del convertidor reductor.

En la Figura 3.12 se observa la tensión de entrada, la tensión troceada y la tensión después del filtro para un ciclo de trabajo de 0,5. Se puede ver como la tensión de salida es el ciclo de trabajo por la tensión de entrada.

3.4.2 Convertidor Full Bridge

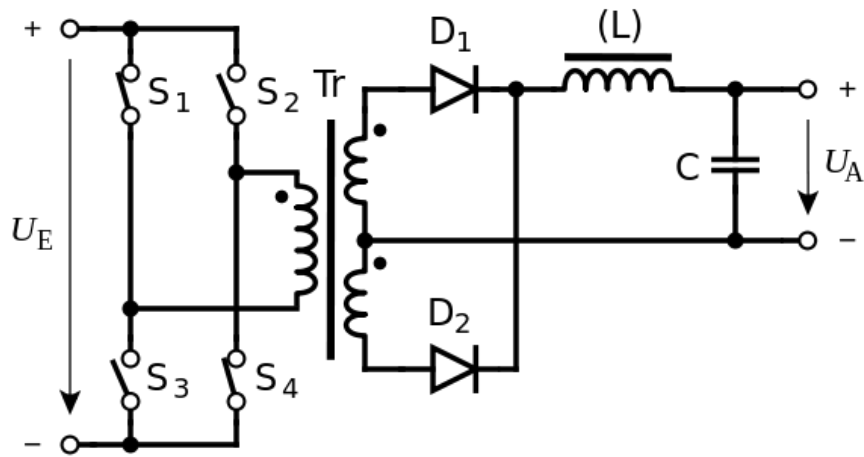


Figura 3.13: Convertidor Full Bridge.

El funcionamiento del convertidor Full Bridge es similar al del convertidor reductor pero sustituyendo el interruptor del chopper por un puente completo y el diodo por un rectificador de onda completa, poniendo entre ambos un transformador. Gracias a esto se obtienen dos grandes ventajas frente al reductor: la frecuencia que ve el filtro de salida es el doble de la frecuencia de conmutación; y el transformador permite jugar con la relación de transformación y aporta al convertidor aislamiento galvánico entre la salida y la entrada.

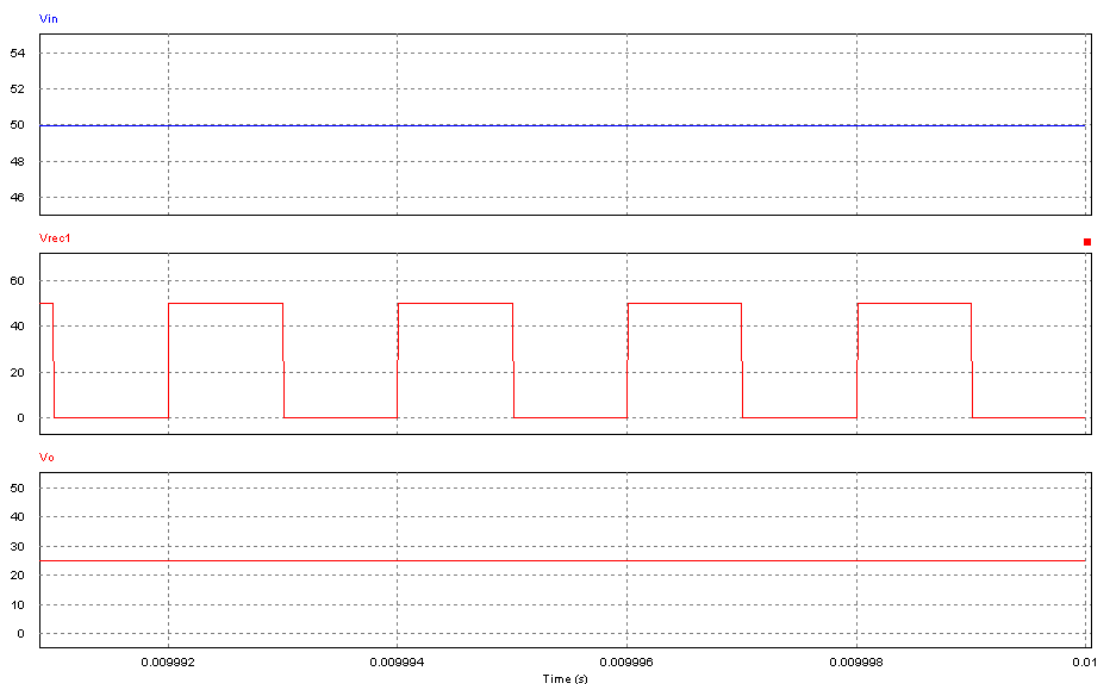


Figura 3.14: Funcionamiento del convertidor Full Bridge.

Las formas de onda son iguales que las del convertidor reductor salvo porque la frecuencia antes del filtro es el doble de la frecuencia de conmutación, lo cual permite disminuir los componentes magnéticos del filtro de salida y/o los rizados.

3.4.3 Convertidor Dual active bridge (DAB)

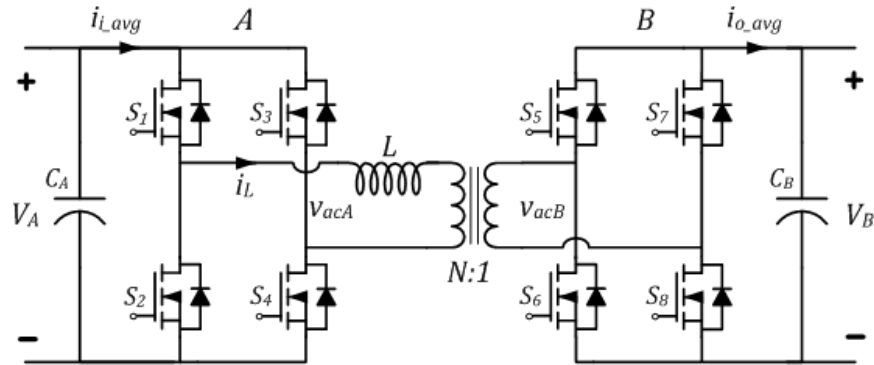


Figura 3.15: Convertidor DAB.

El convertidor DAB esta formado por dos puentes completos con una bobina entre ambos, este convertidor se controla por desplazamiento de fase.

Aumentando el desfase entre la tension en el puente A (V_{acA}) y el puente B (V_{acB}) cambia la forma de onda de la tension que se le aplica a la bobina. La corriente en la bobina depende de la tension en funcion de la ecuacion diferencial de la bobina:

$$i(t) = i(0) + \frac{1}{L} \int V_L(t) dt \quad (1)$$

El resultado del cambio de forma de onda en la tension es que al aumentar el desfase aumenta la corriente eficaz por la bobina que posteriormente es rectificadada en el segundo puente de diodos.

El convertidor DAB es un convertidor que funciona de una manera distinta a los convertidores tradicionalmente utilizados en electronica de potencia. Desde un punto de vista general el convertidor DAB funciona como un gestor de potencia. En funcion del desfase el convertidor inyecta mas o menos potencia a la carga. Una informacion mas detallada del funcionamiento y control del DAB se encuentra en [20].

Como se indica en la Figura 3.15 el convertidor DAB presenta aislamiento galvánico.

4 Descripción de las topologías de potencia

El emulador de pilas de combustible tipo PEM se basa en un convertidor electrónico de potencia al cual se le han añadido las funciones estáticas y dinámicas de la pila de combustible. Se eligió en convertidor CC/CC porque las pilas de combustible producen tensión continua. Además, el convertidor puede ser alimentado con una fuente de continua como las disponibles en cualquier laboratorio a distintas tensiones y potencias.

A priori se han seleccionado tres tipos de convertidores CC/CC:

- Convertidor Reductor
- Convertidor Full Bridge
- Convertidor Dual Active Bridge

En este capítulo se estudiara el comportamiento de estas topologías a la hora de diseñar un emulador de pilas de combustible. Para el desarrollo del proyecto se comenzó con sistemas sencillos y se fueron sofisticando hasta llegar al emulador definitivo.

4.1 Especificaciones

Las especificaciones del convertidor se obtienen a partir del modelo de la pila de combustible:

- $V_o=43-28V$
- $I_o=0-45A$
- $P_o=0-1200W$

Como se ha explicado anteriormente, la pila en la cual está basado el modelo es una Nexa power module del fabricante Ballard.

Hay que tener en cuenta que debido al modelo dinámico de la pila de combustible, la potencia de salida de la pila puede ser superior a la nominal, al ser una pila con una respuesta dinámica de tipo impulsional-sobreamortiguada.

Se eligieron 250kHz como frecuencia de conmutación para todos los convertidores.

4.2 Convertidor Reductor

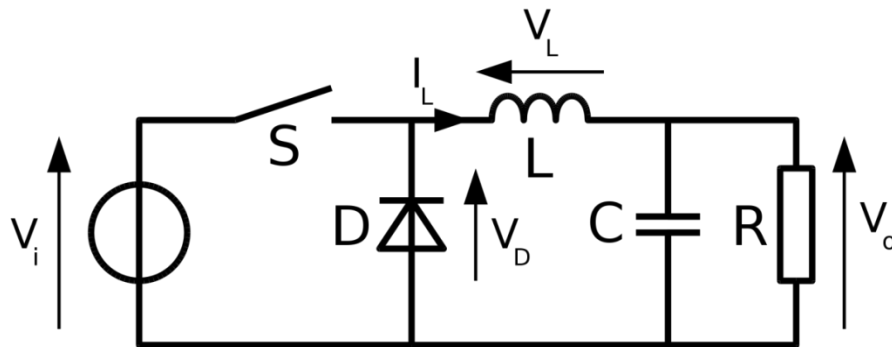


Figura 4.1: Convertidor Reductor

En esta sección se estudia la utilización de un convertidor reductor como emulador de pilas de combustible. La sección comienza con una breve explicación del funcionamiento de un convertidor reductor, posteriormente se expone un diseño de convertidor reductor de una fase y se añaden primero las características estáticas y luego las características dinámicas de la pila de combustible PEM.

El tercer apartado de esta sección, se centra en el diseño de un convertidor reductor de 4 fases y su estudio como emulador, con el modelo dinámico de la pila de combustible PEM. La sección termina con unas conclusiones sobre esta topología de potencia y su aplicación a emuladores de pilas de combustible tipo PEM.

4.2.1 Funcionamiento del convertidor Reductor

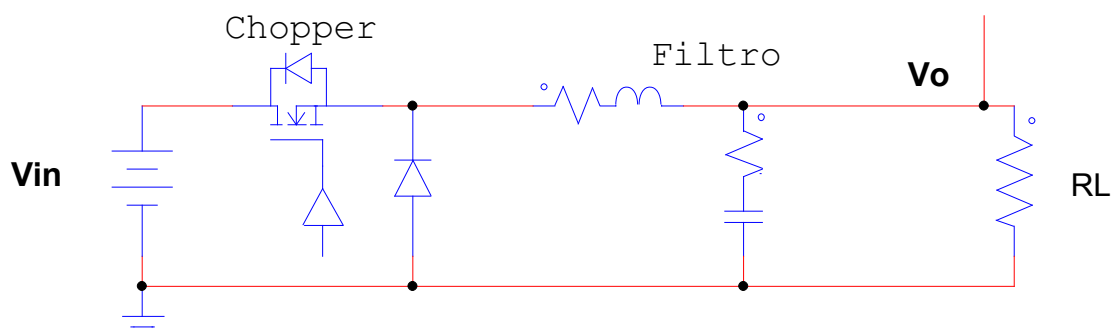


Figura 4.2: Esquema del convertidor Reductor en Psim

El funcionamiento del convertidor Reductor está ampliamente estudiado debido a que es uno de los primeros convertidores CC/CC desarrollados.

El convertidor reductor está formado por un *chopper* que trocea la tensión y un filtro que obtiene el valor medio de la tensión troceada.

El *chopper* está formado por un interruptor y un diodo de libre circulación. El interruptor está controlado por una señal cuadrada PWM que varía en función de un ciclo de trabajo “d”. El *chopper* proporciona una tensión pulsante a la frecuencia de modulación cuyo valor medio es igual a la tensión de entrada multiplicada por el ciclo de trabajo. El filtro que obtiene el valor medio de la corriente troceada por el chopper es un filtro LC, que no consume potencia activa.

Al terminar todo el proceso la tensión de salida del convertidor Reductor es una señal continua cuyo valor medio es igual a la tensión de entrada multiplicada por el ciclo de trabajo. Controlando el ciclo de trabajo se puede regular la tensión de salida del convertidor.

Control en modo tensión del convertidor Reductor:

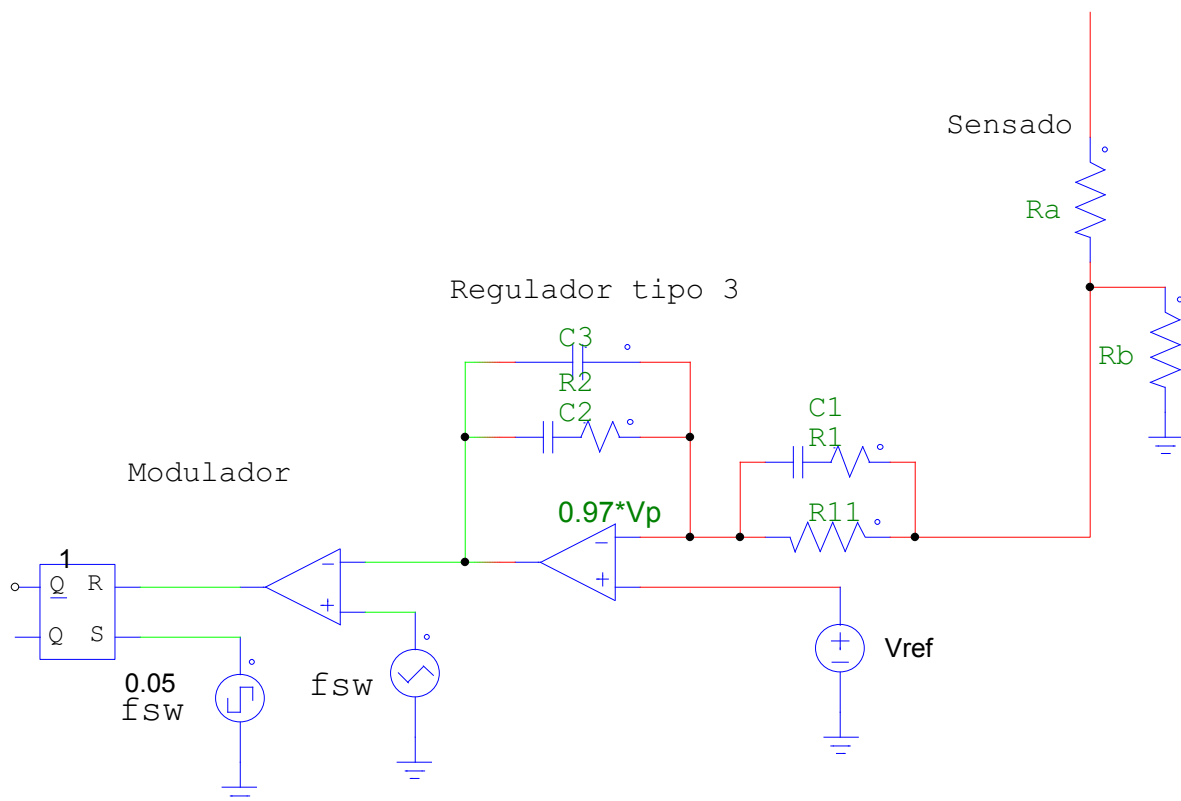


Figura 4.3: Esquema en Psim del control en modo tensión.

El control de modo tensión funciona de la siguiente manera:

- I. Se sensa la tensión de salida del convertidor.
- II. Se compara esa tensión de salida con una tensión de referencia.
- III. Se introduce la señal de error (Tensión de salida-Tensión de referencia) en el regulador.
- IV. Se introduce la señal de salida del regulador en el modulator para producir la onda PWM que dispara los interruptores.

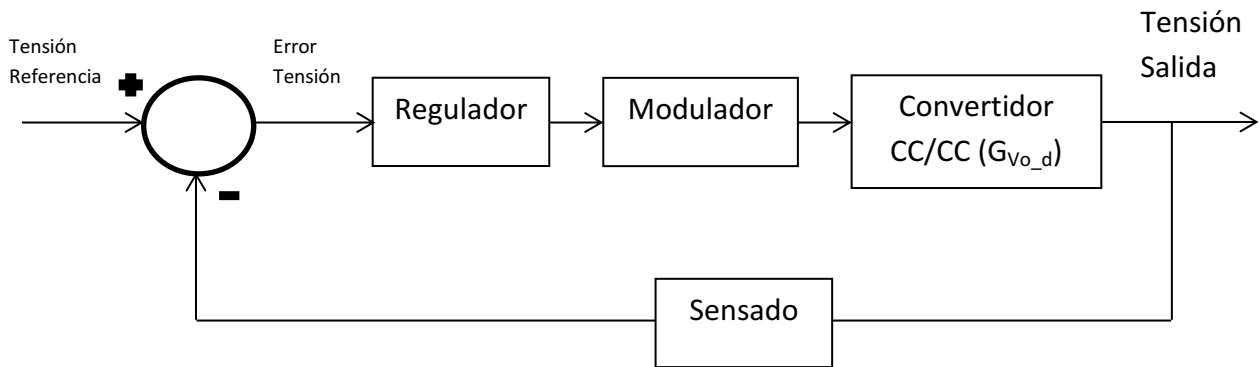


Figura 4.4: Diagrama de bloques del control en modo tensión.

Control en modo corriente promediada.

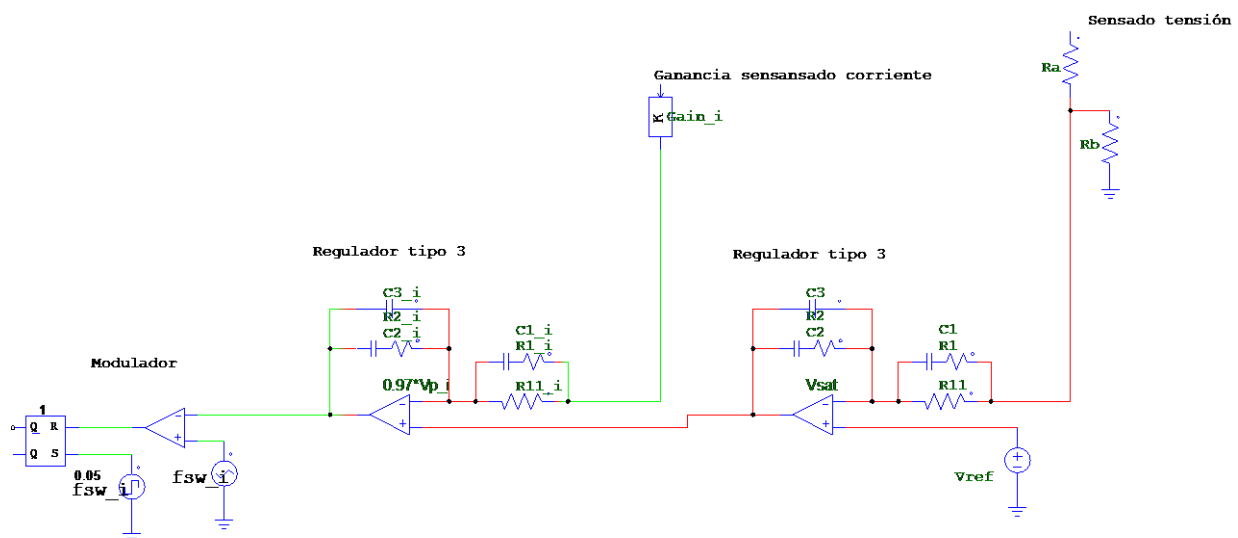


Figura 4.5: Esquema del control en modo corriente promediada.

El control de modo corriente promediada funciona de la siguiente manera:

- I. Se sensa la tensión de salida del convertidor
- II. Se compara esa tensión de salida con una tensión de referencia
- III. Se introduce la señal de error (Tensión de salida-Tensión de referencia) en el regulador de tensión.
- IV. La señal de salida del regulador de tensión es la señal de referencia del bucle interno de corriente.
- V. Se sensa la corriente de salida.
- VI. Se compara la señal de referencia del bucle de corriente con la señal sensada de la corriente de salida.
- VII. Se introduce el error de corriente (Corriente de salida-Corriente de referencia) en el regulador de corriente.
- VIII. Se introduce la señal de salida del regulador del lazo de corriente en el modulador para generar los disparos.

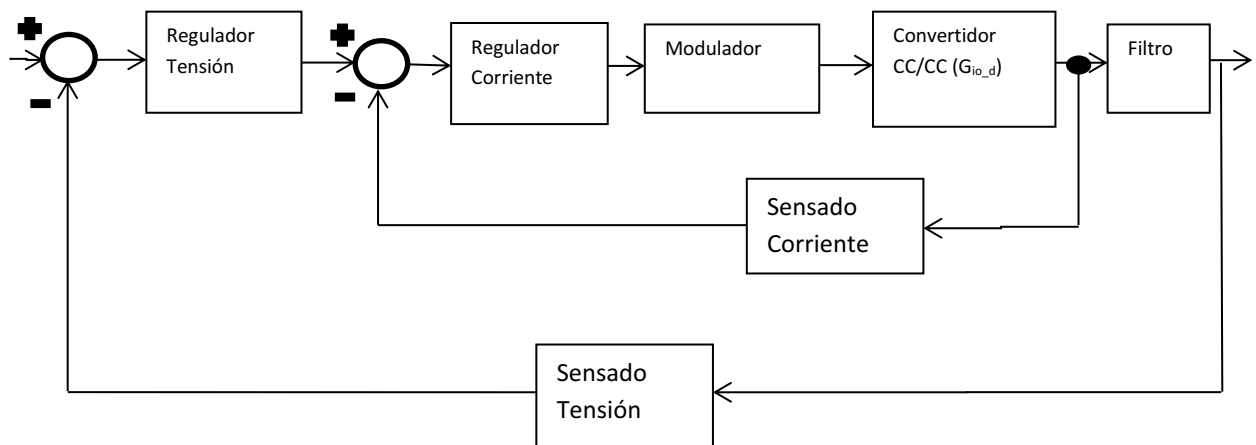


Figura 4.6: Diagrama de bloques del control en modo corriente promediada.

Sensado de tensión:

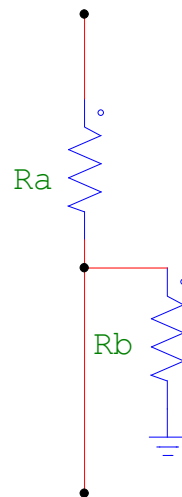


Figura 4.7: Esquema del sensado en Psim

El sensado de la tensión de salida que se ha utilizado en el desarrollo del convertidor reductor está compuesto por un divisor resistivo. Las resistencias de este divisor tienen la finalidad de convertir los niveles de tensión de la etapa de potencia a los niveles de tensión de la etapa de control. La ganancia del sensado se calcula así:

$$Ganancia_{sensado} = \frac{V_{referencia}}{V_o} = \frac{2,5V}{43V} = 0,05813 \quad (2)$$

La tensión de referencia que se ha utilizado para el desarrollo de todos los convertidores del trabajo ha sido 2,5V.

Regulador del convertidor Reductor:

Los reguladores utilizados en este trabajo han sido reguladores tipo 3 ya que permiten una respuesta más rápida que los reguladores PI o tipo 2 y se implementan prácticamente igual en un microcontrolador.

Regulador tipo 3.

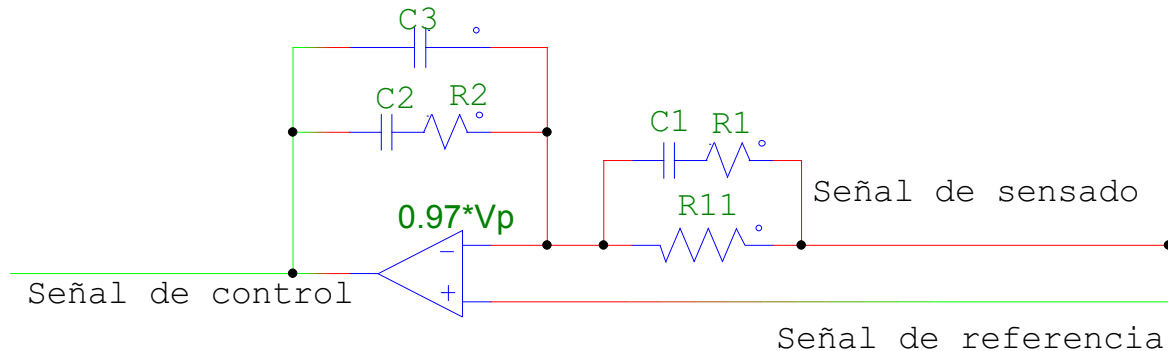


Figura 4.8: Esquema regulador tipo 3 en Psim

Sensado de corriente.

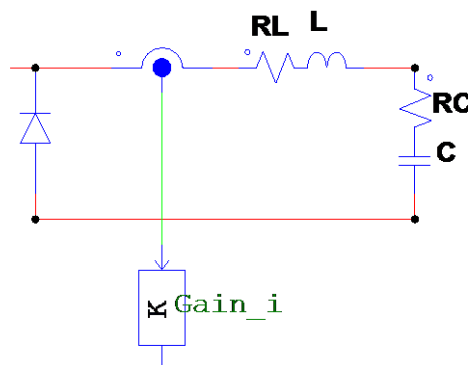


Figura 4.9: Sensado de corriente en el convertidor Reductor

Para el sensado de corriente por la bobina del convertidor Reductor se ha hecho mediante un sensor de corriente.

Modulador del convertidor Reductor:

Una diferencia fundamental entre las topologías que se van a estudiar en este trabajo es el modulador. El modulador se ocupa de crear la señal PWM que alimenta a los mosfets a partir de la señal de control de los reguladores.

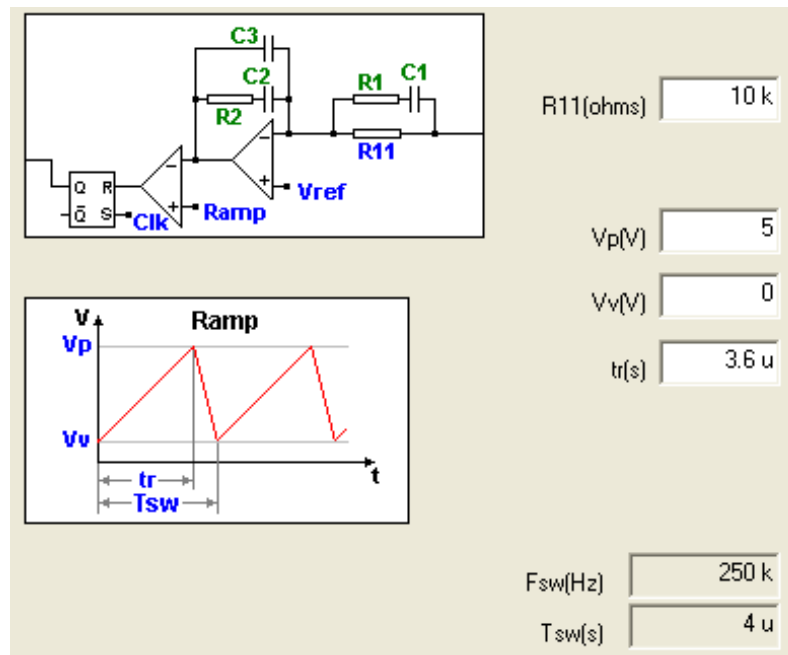


Figura 4.10: Valores del modulador elegido en Smart Cntr.

El modulador ha sido diseñado para que funcione entre 5V y 0 V, de esta manera el modulador puede ser válido tanto para un control analógico como para un control digital. El flanco de bajada ha sido diseñado para que el ciclo de trabajo nunca supere el ciclo de trabajo máximo de un convertidor reductor ($d=0,9$).

$$d_{maximo} = \frac{tr}{T_{sw}} \quad (3)$$

Al despejar la ecuación queda:

$$tr = d_{maximo} \cdot T_{sw} = 3,6us \quad (4)$$

La ganancia del modulador queda:

$$Ganancia\ modulador = \frac{tr}{T_{sw}} \cdot \frac{1}{V_p - V_v} = 0,18 \quad (5)$$

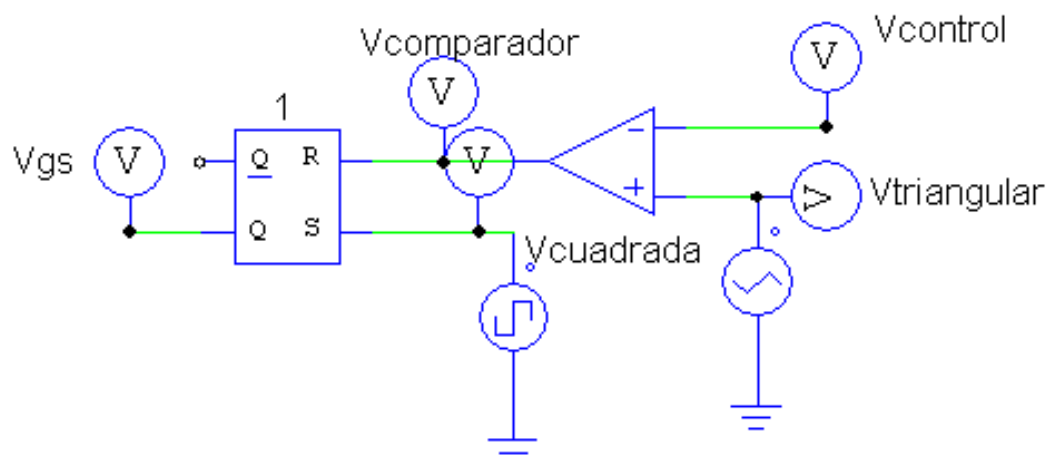


Figura 4.11: Modulación del convertidor reductor.

El modulador del convertidor reductor está formado por un amplificador operacional que compara la señal de control con una señal triangular, tras el comparador se pone un biestable que se ocupa de que solo se disparen los mosfets una vez cada periodo.

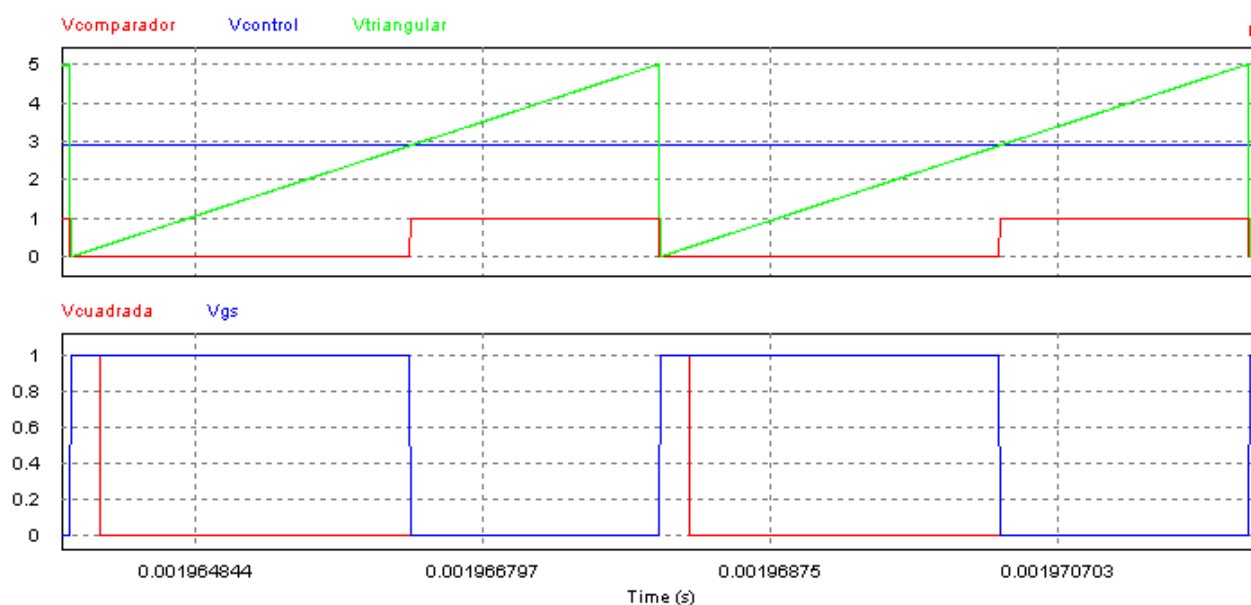


Figura 4.12: Señales principales en el modulador del convertidor reductor.

El funcionamiento del modulador es el siguiente:

- I. Se introducen en el comparador la señal de control y la señal triangular.
- II. La señal comparación esta activada cuando la señal triangular es superior a la de control

- III. La onda cuadrada activa el biestable que funciona hasta que lo resetea la onda del comparador.

Al aumentar el valor de la señal de control disminuye el tiempo que está a nivel alto la señal del comparador, se resetea el biestable mas tarde y por tanto aumenta el tiempo que está a nivel alto la señal de disparo del mosfet. El resultado es que al aumentar el valor de la señal de error aumenta el ciclo de trabajo.

4.2.2 Convertidor Reductor monofásico

En este apartado se describe el diseño de un convertidor reductor de una sola fase, posteriormente se explica cómo obtener el modelo promediado del convertidor y el control que se ha implementado. Para terminar se utiliza este convertidor diseñado para desarrollar dos emuladores uno con el modelo estático de la pila de combustible tipo PEM y otro con el modelo dinámico de la pila de combustible tipo PEM.

Conociendo las especificaciones de la pila:

- $P=0-1200W$,
- $V_o=43-28V$
- $I_o=0-45A$

Y sabiendo que el ciclo de trabajo máximo de reductor es aproximadamente $d=0,9$, se calcula la tensión de entrada mínima:

$$V_{in} = \frac{V_o}{d} = \frac{43}{0,9} = 47.7778 \quad (6)$$

Se ha seleccionado como tensión de entrada 50 voltios.

Se han elegido los componentes del filtro:

- $L=30\mu H$
- $C=160\mu F$
- $R_C=50\text{ m}\Omega$
- $R_L=1\text{ m}\Omega$

Con estos valores se garantiza que los rizados son pequeños, los máximos rizados se producen máxima potencia:

- $I_o=45A$
- $V_o=28V$
- $P_o=1200W$

El rizado máximo de corriente por la bobina queda:

$$\Delta I_l = \frac{V_{in} - V_o}{L \cdot f} \cdot d = \frac{50V - 28V}{30 \cdot 10^{-6}H \cdot 250 \cdot 10^3Hz} \cdot \frac{28V}{50V} = 1,64A \quad (7)$$

Por otro lado el rizado de tensión es:

$$\Delta V_o = \frac{1,64A}{8 \cdot 160 \cdot 10^{-6}H \cdot 250 \cdot 10^3Hz} + 1,64A \cdot 0,050\Omega = 87,125mV \quad (8)$$

Estos valores no son los más válidos si se busca optimizar la velocidad del convertidor pero se puede garantizar que los rizados a la salida son pequeños. Al empezar con un convertidor monofásico no se ha buscado un convertidor muy veloz sino uno capaz de imitar el modelo, los diseños de convertidores multifásicos que se verán posteriormente si han sido optimizados para ser rápidos.

El modelo promediado del convertidor reductor monofásico

El convertidor reductor monofásico se ha desarrollado con un control en modo tensión, a continuación se detalla el método de cálculo del control implementado.

Para obtener el modelo promediado del convertidor reductor monofásico se sustituye el diodo por una fuente de tensión de amplitud igual al valor medio de tensión en el diodo. En un convertidor reductor en MCC la tensión en el diodo es la tensión de entrada durante T_{on} y cero en cualquier otro estado, luego el valor medio en el diodo es la tensión de entrada por el ciclo de trabajo.

En este caso, para obtener la función de transferencia se utiliza el AC-Sweep de PSim, se perturba el ciclo de trabajo y se mide cómo afecta a la tensión de salida.

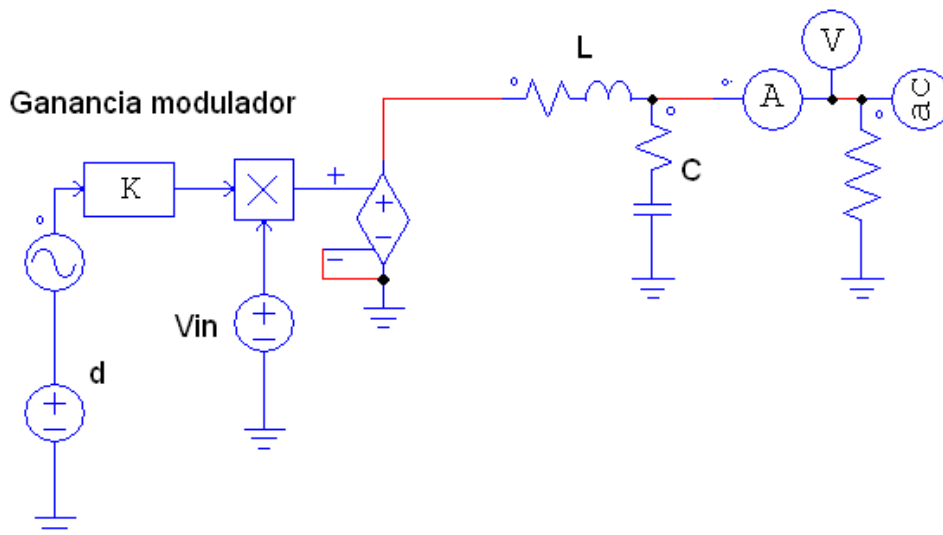


Figura 4.13: Modelo promediado de un convertidor Reductor monofásico

El bloque proporcional del modelo promediado mostrado en la Figura 4.13 representa la ganancia del modulador, que se ha explicado anteriormente.

La función de transferencia Gvd es la mostrada en la Figura 4.14:

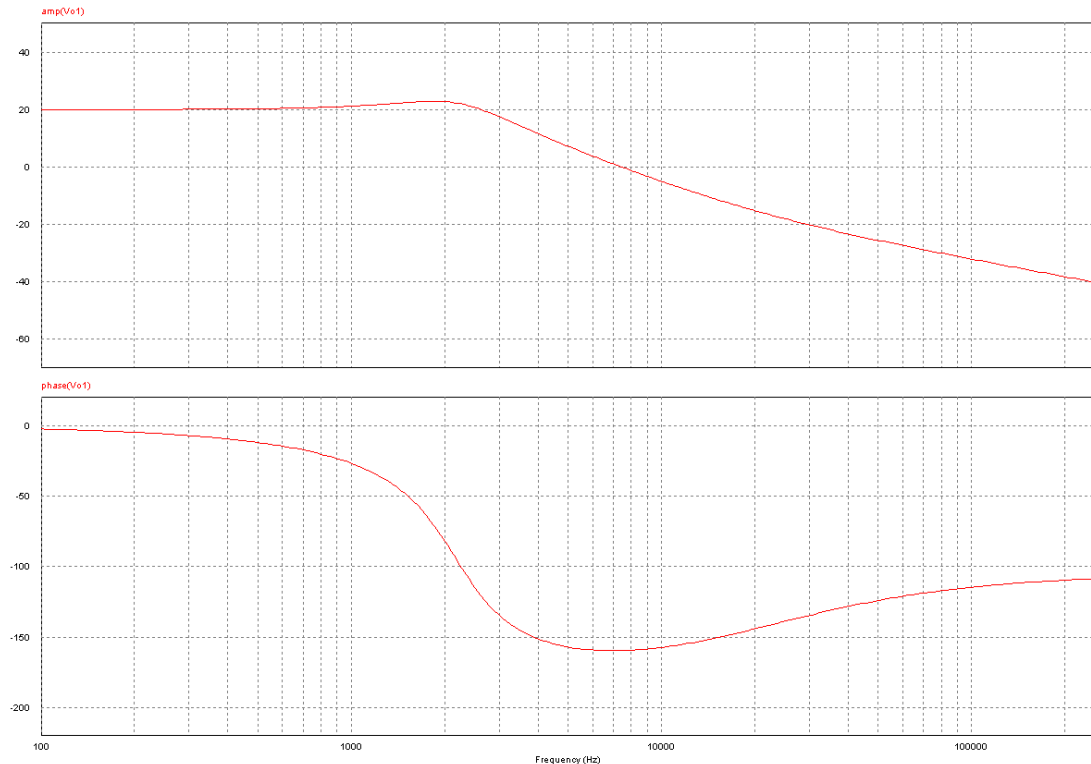


Figura 4.14: Respuesta en frecuencia del convertidor reductor monofásico

Se puede observar que la función de transferencia tiene un polo doble pasados los 2000Hz. También se observa que las componentes parásitas de la bobina y condensador introduce un cero a frecuencias altas. La frecuencia del polo doble es exactamente la siguiente:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 2297.20\text{Hz} \quad (9)$$

Una vez se ha obtenido la función de transferencia (fdt) Gvd del convertidor Reductor monofásico se introduce esta fdt en SmartCtrl para diseñar el control. El regulador que se ha utilizado es un tipo 3 ya que permite obtener una mejor respuesta dinámica que el tipo 2 o el PI, los valores del regulador son los siguientes:

- Ganancia sensado de tensión: 0,05813
- Margen de fase 55°
- Frecuencia de corte 8kHz
- K plus=5

Los valores de los componentes del regulador en SmartCntl quedan así:

- $R1 = 811.963 \text{ Ohm}$
- $C1 = 9.20016 \text{ n F}$
- $C3 = 165.463 \text{ p F}$
- $R2 = 48.813 \text{ k Ohm}$
- $C2 = 2.03782 \text{ n F}$
- $V_{ref} = 2.5 \text{ V}$
- $V_p = 5 \text{ V}$
- $R11 = 10 \text{ k Ohm}$

Sensado de tension:

- $R_a = 610.491 \text{ Ohm}$
- $R_b = 37.6846 \text{ Ohm}$

Con estos valores se garantiza la estabilidad del sistema en todo el rango de trabajo y una atenuación de la frecuencia de conmutación de -10,58 dB.

Convertidor reductor monofásico con modelo estático de la pila de combustible tipo PEM

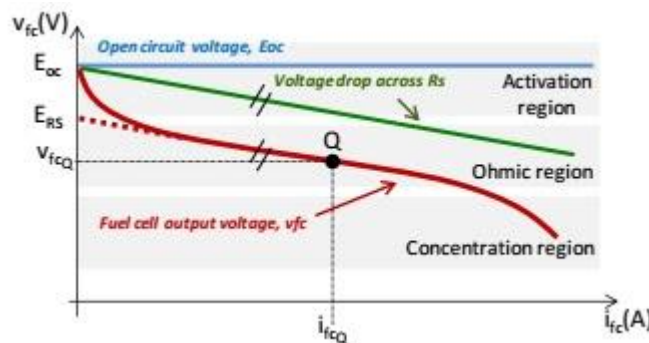


Figura 4.15: Características estáticas de la pila de combustible tipo PEM.

Una vez se tiene el convertidor reductor, el regulador, modulador y el sensado diseñados se añaden las características estáticas de la pila de combustible PEM que se muestran en la Figura 4.15. Estas características se han implementado tal como se explica a continuación:

- Se sensa la corriente de salida.
- Se implementa el modelo estático de la pila de combustible PEM en una tabla de consulta LUT.
- En función de la corriente de salida se varía la tensión de referencia del convertidor reductor según el modelo estático de la pila PEM

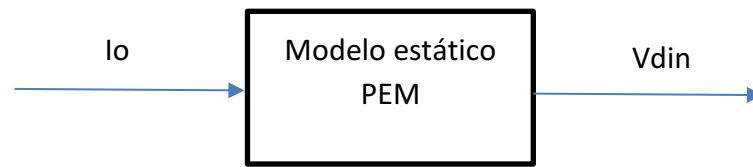


Figura 4.16: Diagrama de bloques del modelo estático de la pila de combustible PEM

El modelo estático de la pila PEM es en definitiva la curva de polarización de la pila de combustible, debido a esto la manera de implementar el modelo es muy sencilla. Se introduce en una LUT la curva de polarización de la pila donde el *input* es la corriente de salida del convertidor y el *output* la tensión que tiene la pila de combustible para esa corriente.

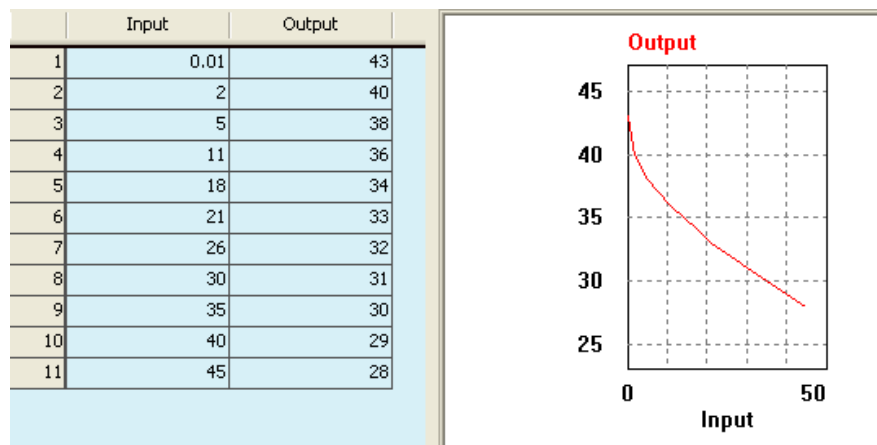


Figura 4.17: LUT con el modelo estático de la pila de combustible PEM.

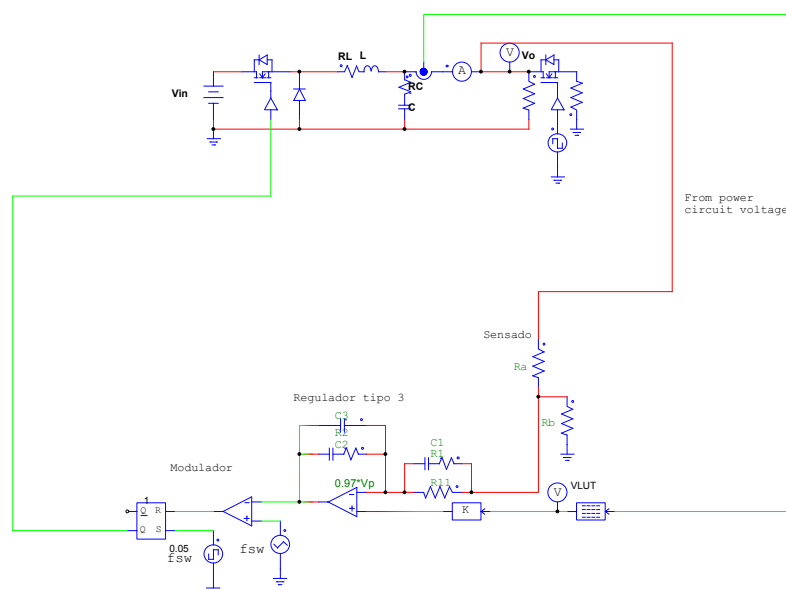


Figura 4.18: Esquemático en PSIM del convertidor Reductor monofásico con modelo estático.

En la Figura 4.18 se observa un convertidor reductor monofásico con el modelo estático de la pila de combustible PEM. La tensión de referencia del regulador varía en función del modelo estático. Según la corriente de salida la LUT, que representa la curva de polarización de la pila, da el valor de tensión de salida para esa corriente.

Nótese el bloque proporcional a continuación de la LUT, este bloque tiene la ganancia del sensado de tensión para que ambas entradas al regulador tengan los mismos niveles de tensión.

A este convertidor reductor se le ha aplicado variaciones de la carga para observar las características dinámicas del sistema. Se seleccionaron las resistencias de carga para someter al convertidor a variaciones de carga de entre 150W y 1200W. Este salto de carga equivale prácticamente a todo el rango de trabajo del convertidor.

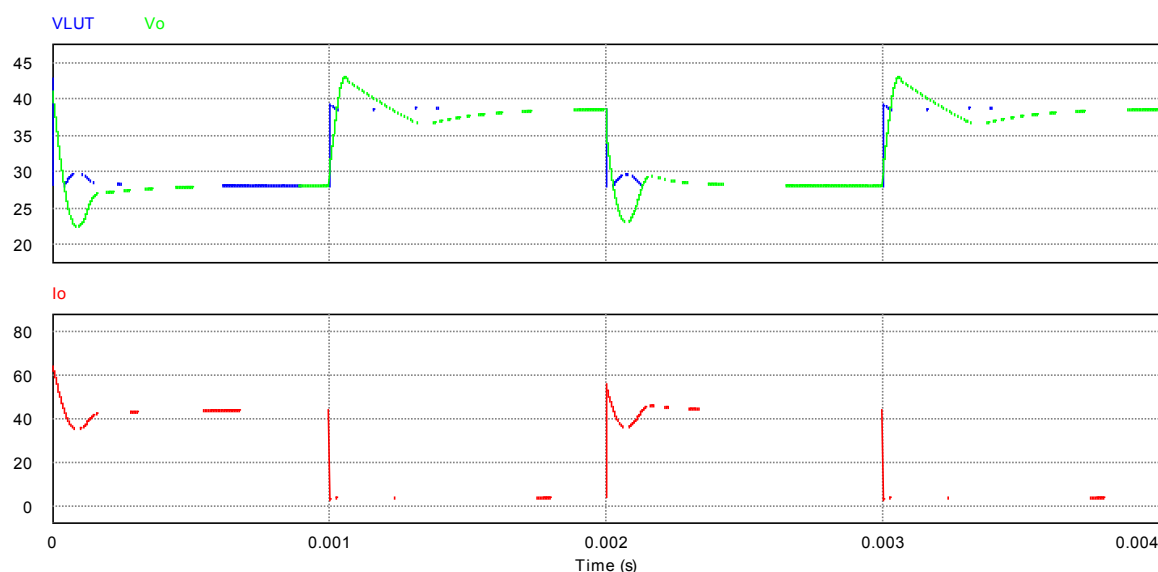


Figura 4.19: Respuesta dinámica del convertidor reductor monofásico con modelo estático de la pila de combustible PEM.

En la Figura 4.19 se observa cómo responde el convertidor a variaciones de carga de entre 1200W y 150W a 500Hz de frecuencia. La tensión de salida sigue a la señal de referencia VLUT imitando en cada momento las características estáticas de la pila de combustible. Se puede observar que el emulador no proporciona las características correspondientes a la respuesta dinámica. Además, el convertidor presenta un comportamiento más lento del que requiere este modelo, durante los transitorios.

Convertidor reductor monofásico con modelo dinámico de la pila de combustible tipo PEM:

Una vez el convertidor reductor es capaz de emular el modelo estático de la pila de combustible se procedió a emular el modelo completo: comportamiento estático y comportamiento dinámico. La manera de implementar el modelo completo en el convertidor reductor ha sido variar la señal de referencia mediante un circuito que imita las características dinámicas del modelo.

Para hacer un circuito que represente el modelo de pila de combustible se parte del modelo explicado en el capítulo 3 y propuesto en [14]:

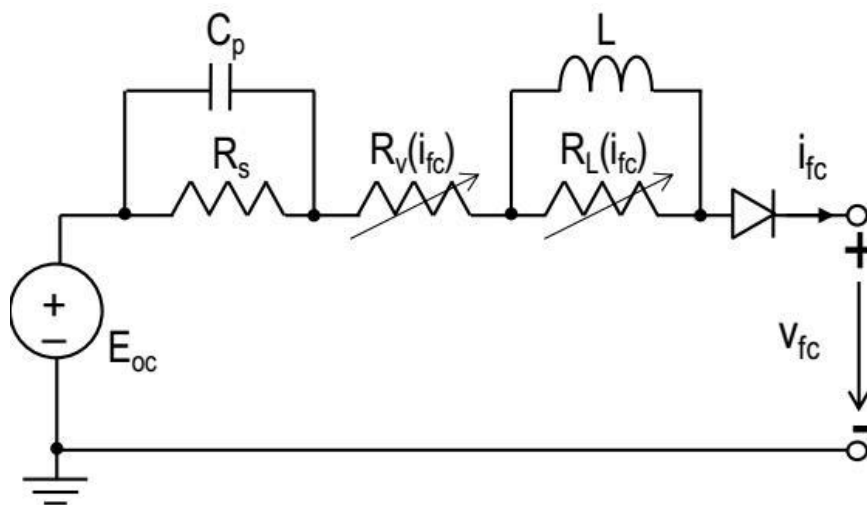


Figura 4.20: Modelo dinámico simplificado pila de combustible PEM

La corriente de salida del convertidor (i_{fc}) se conoce gracias al sensado y se necesita conocer la tensión del modelo de la pila de combustible PEM (V_{fc}).

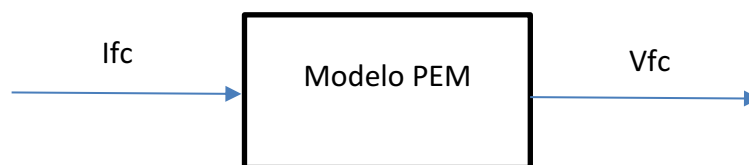


Figura 4.21: Diagrama de bloques del modelo dinámico de la pila de combustible PEM

Del circuito de la Figura 4.20 se extraen el conjunto de ecuaciones diferenciales que representan el modelo de la pila de combustible PEM.

Para conocer la tensión del modelo de pila de combustible es necesario conocer el valor de la tensión en el condensador C_p , en la resistencia R_v y en la inductancia L .

$$V_{fc} = E_{oc} - V_{cp} - V_{rv} - V_L \quad (10)$$

La tensión en el condensador:

$$V_{cp} = \frac{1}{C_p} \int I_{cp} dt \quad (11)$$

Para obtener la tensión en el condensador se necesita conocer la relación entre la corriente por el condensador C_p y por la resistencia R_s :

$$I_{cp} = I_{fc} - I_{rs} \quad (12)$$

Donde la intensidad por la resistencia R_s es:

$$I_{rs} = \frac{V_{cp}}{R_s}$$

Introduciendo la ecuación diferencial en un bucle se puede calcular la tensión en el condensados C_p :

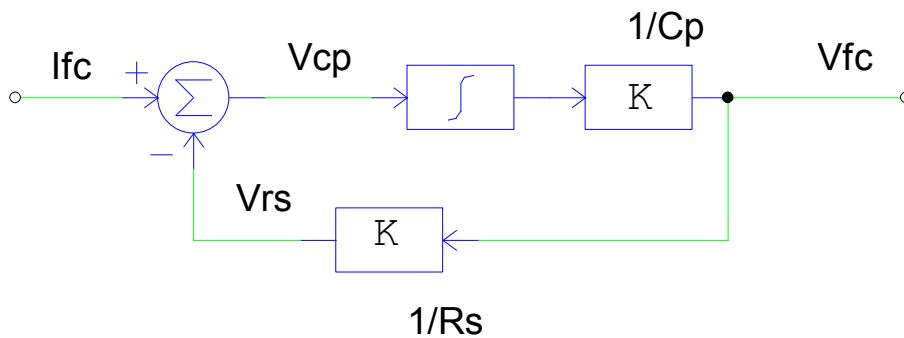


Figura 4.22: Diagrama de bloques de la ecuación diferencial del condensador del modelo dinámico de pila de combustible tipo PEM

La tensión en la resistencia R_v :

$$V_{rv} = I_{fc} \cdot R_v \quad (13)$$

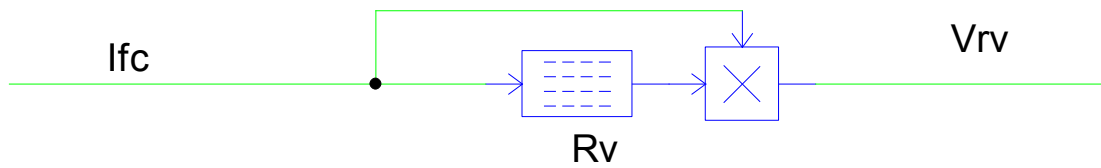


Figura 4.23: Diagrama de bloques de la ecuación de la resistencia R_v del modelo dinámico de pila de combustible tipo PEM

El valor de R_v es el siguiente:

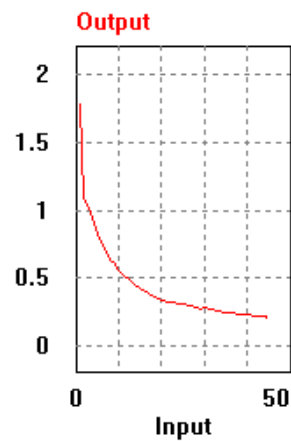


Figura 4.24: R_v en función de la intensidad de salida

I_{fc} (A)	R_v (Ohm)
1	1,780
2	1,080
3	1,013
4,126	0,902
5	0,820
8	0,630
9,160	0,601
10	0,550
14,190	0,434
15	0,426
19,200	0,349
20	0,335
24,260	0,305
25	0,312
29,400	0,274
30	0,278
34,440	0,250
35	0,251
39,450	0,228
40	0,229
42	0,225
43	0,222
44	0,221
44,480	0,211
45	0,226

Tabla 4.1: R_v en función de la intensidad de salida.

La tensión en la inductancia L :

$$V_L = R_L \cdot I_{rl} \quad (14)$$

Para conocer la tensión en la inductancia hay que conocer la corriente que circula por RL

$$I_{rl} = I_{fc} - I_l \quad (15)$$

Dónde:

$$I_l = \frac{1}{L} \int V_l dt \quad (16)$$

Implementando esta ecuación diferencial en un bucle se obtiene la tensión en el inductor L:

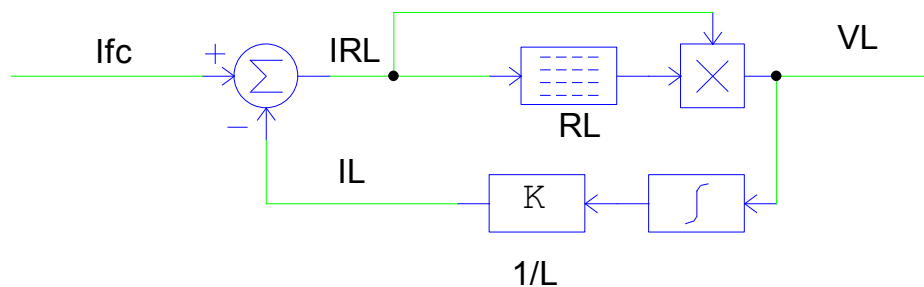


Figura 4.25: Diagrama de bloques de la ecuación diferencial en la bobina del modelo dinámico de pila de combustible tipo PEM

El valor de RL es el siguiente:

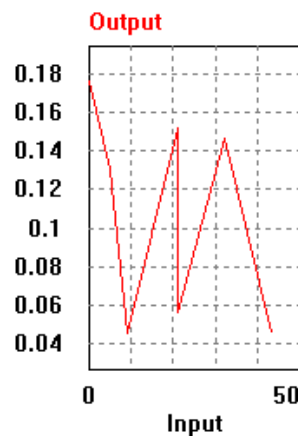


Figura 4.26: RL en función de la intensidad de salida

I_{fc} (A)	RL (Ohm)
0,004	0,175
5,120	0,13
9,090	0,045
21,230	0,152
21,300	0,056
32,350	0,147
43,410	0,045

Tabla 4.2: RL en función de la intensidad de salida

Al representar el conjunto de ecuaciones diferenciales del modelo se obtiene el diagrama de bloques de la Figura 4.27.

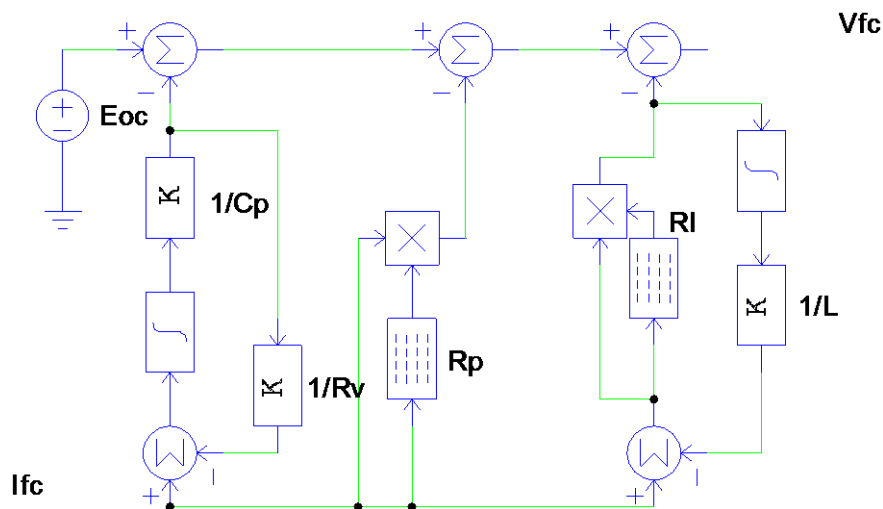


Figura 4.27: Diagrama de bloques del modelo completo de la pila de combustible tipo PEM.

Al introducir la intensidad de salida en el diagrama de bloques este da la tensión que tendría que tener la pila de combustible. Esta tensión de referencia va cambiando durante los transitorios, aunque la intensidad de salida permanezca constante, de manera que reproduce las características dinámicas impulsional-sobreamortiguadas de la pila PEM.

El sistema completo de convertidor más modelo dinámico de la pila de combustible se ve en la Figura 4.28:

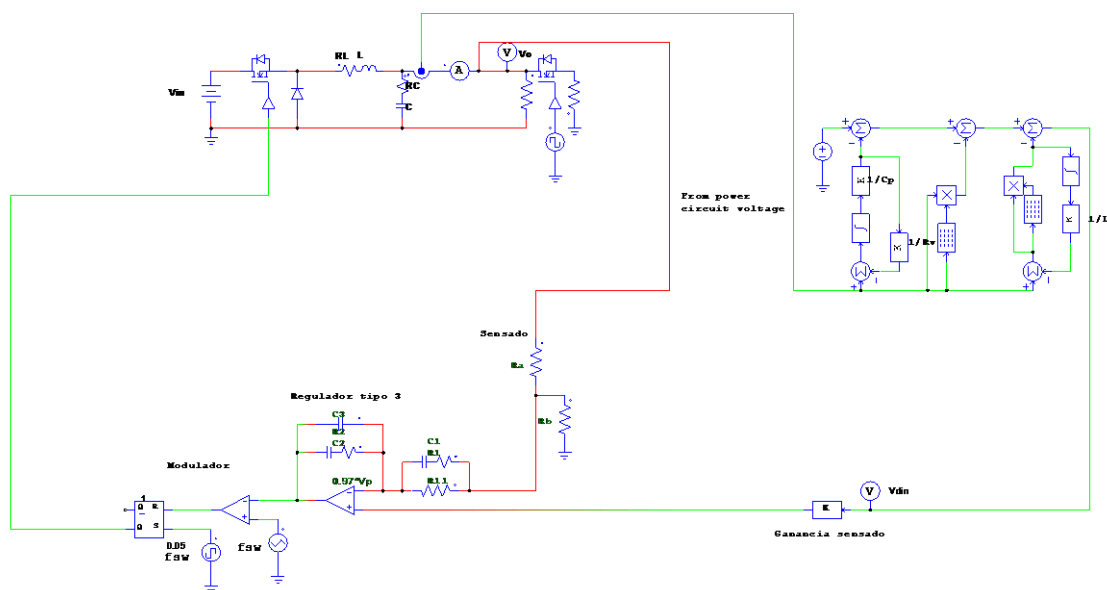


Figura 4.28: Convertidor reductor monofásico con modelo completo de la pila de combustible tipo PEM.

En la Figura 4.29 se observa la respuesta del emulador a escalones de carga durante 100ms, los escalones de carga varían a 20Hz:

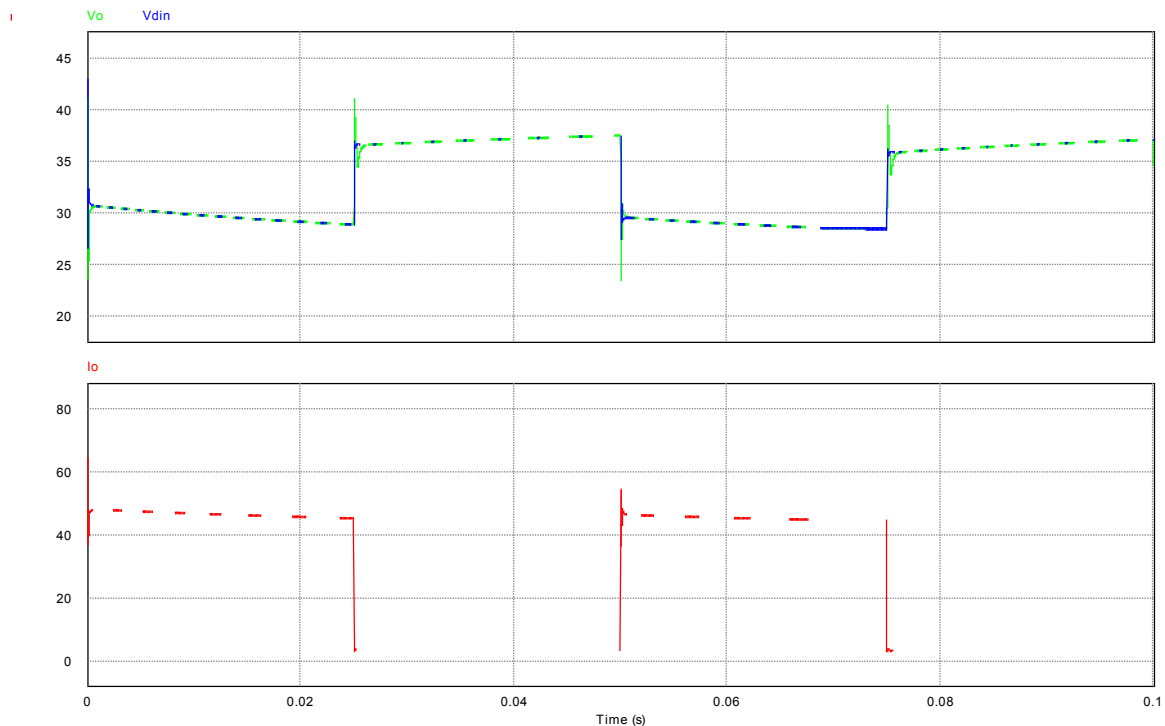


Figura 4.29: Respuesta dinámica del convertidor reductor monofásico con modelo dinámico de la pila de combustible tipo PEM.

En la Figura 4.29 se observa en la parte superior la tensión de salida (V_o) y la señal de referencia del modelo (V_{din}), en la parte inferior se observa la corriente de salida (I_o). La respuesta del convertidor es similar a la de una pila de combustible impulsional-sobreamortiguada. Se puede observar como varía la tensión de referencia e imita las características dinámicas de la PEM, y como tras los transitorios de los escalones la tensión de salida sigue a la referencia y emula la pila de combustible.

4.2.3 Convertidor Reductor multifásico

En este apartado se describe el diseño de un convertidor Reductor de 4 fases, el control implementado y el emulador basados en un convertidor Reductor multifásico con el modelo dinámico de una pila de tipo PEM.

El reductor multifásico está compuesto por varias fases que inyectan la potencia a la carga. Para que las fases estuvieran ecualizadas se ha modificado el control por un doble lazo, de forma que cada fase tiene un lazo de corriente que hace que las corrientes estén ecualizadas en condiciones ideales, es decir, con los mismos componentes en todas las fases y sin asimetrías.

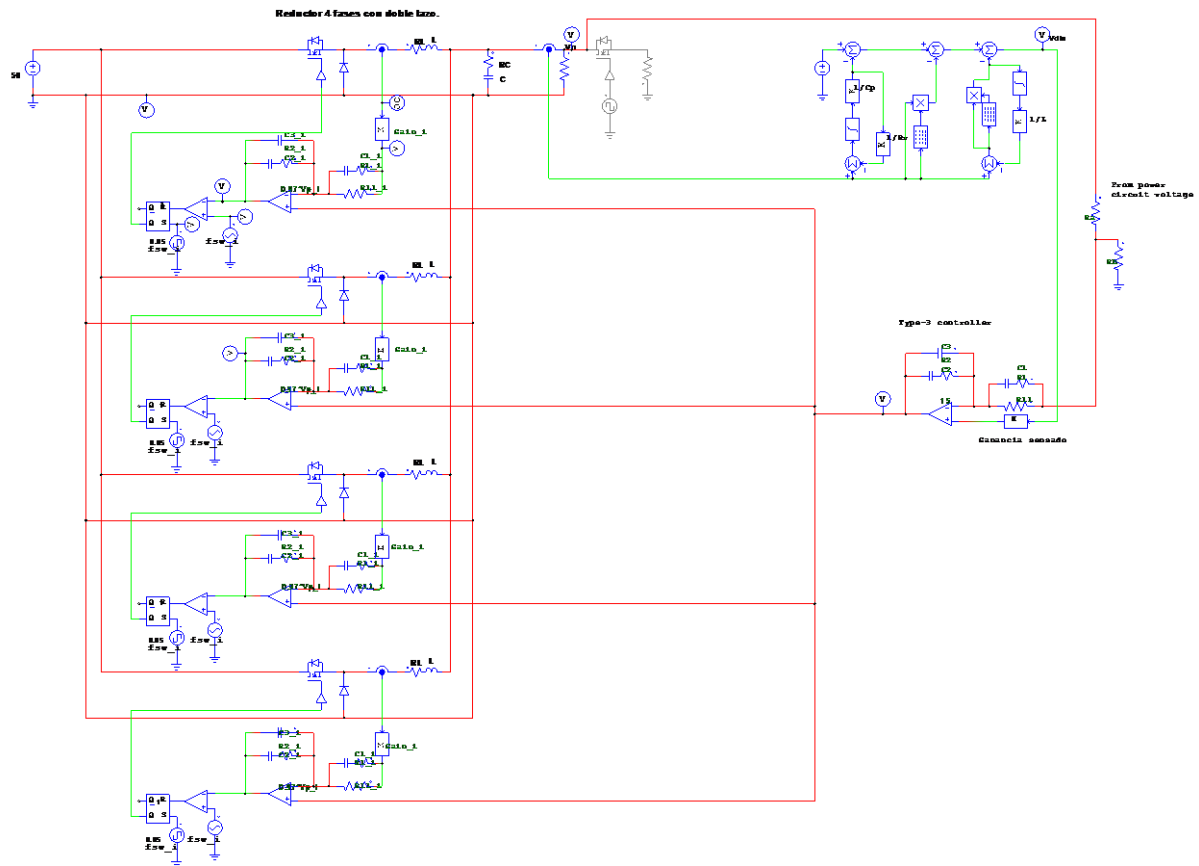


Figura 4.30: Convertidor Reductor con 4 fases con modelo dinámico de la PC tipo PEM.

Añadir más fases obliga a aumentar el tamaño del control para que las fases se equalicen y aumenta la complejidad del sistema.

Se diseñó un convertidor reductor multifásico con las siguientes características:

- Tensión de entrada 50V
- 4 fases
- $L=10\mu\text{H}$
- $C=60\mu\text{F}$
- $R_L=1,275\text{m}\Omega$
- $R_C=0,140\Omega$

La razón por la cual se han elegido estos valores se explica en el apartado 5.1 del presente trabajo.

Se han calculado los rizados máximos en el convertidor, estos rizados se producen a máxima potencia:

- $I_o=45\text{A}$
- $V_o=28\text{V}$

- $P_o=1200W$

El rizado de corriente a la salida de las fases se calcula como sigue:

$$\Delta I_l = \frac{V_{in} - V_o}{L \cdot n \cdot f} \cdot d = \frac{50V - 28V}{10 \cdot 10^{-6}H \cdot 4 \cdot 250 \cdot 10^3Hz} \cdot \frac{28V}{50V} = 1,232A \quad (17)$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta I_l}{8 \cdot C \cdot f} + \Delta I_l \cdot RC = \frac{1,232A}{8 \cdot 60 \cdot 10^{-6}F \cdot 250 \cdot 10^3Hz} + 1,23A \cdot 0,14\Omega = 182mV \quad (18)$$

Con estos valores de componentes magnéticos se garantizan unos rizados de corriente menores de 1,5A y unos rizados de tensión menores de 200mV.

Corrientes en un convertidor reductor multifásico:

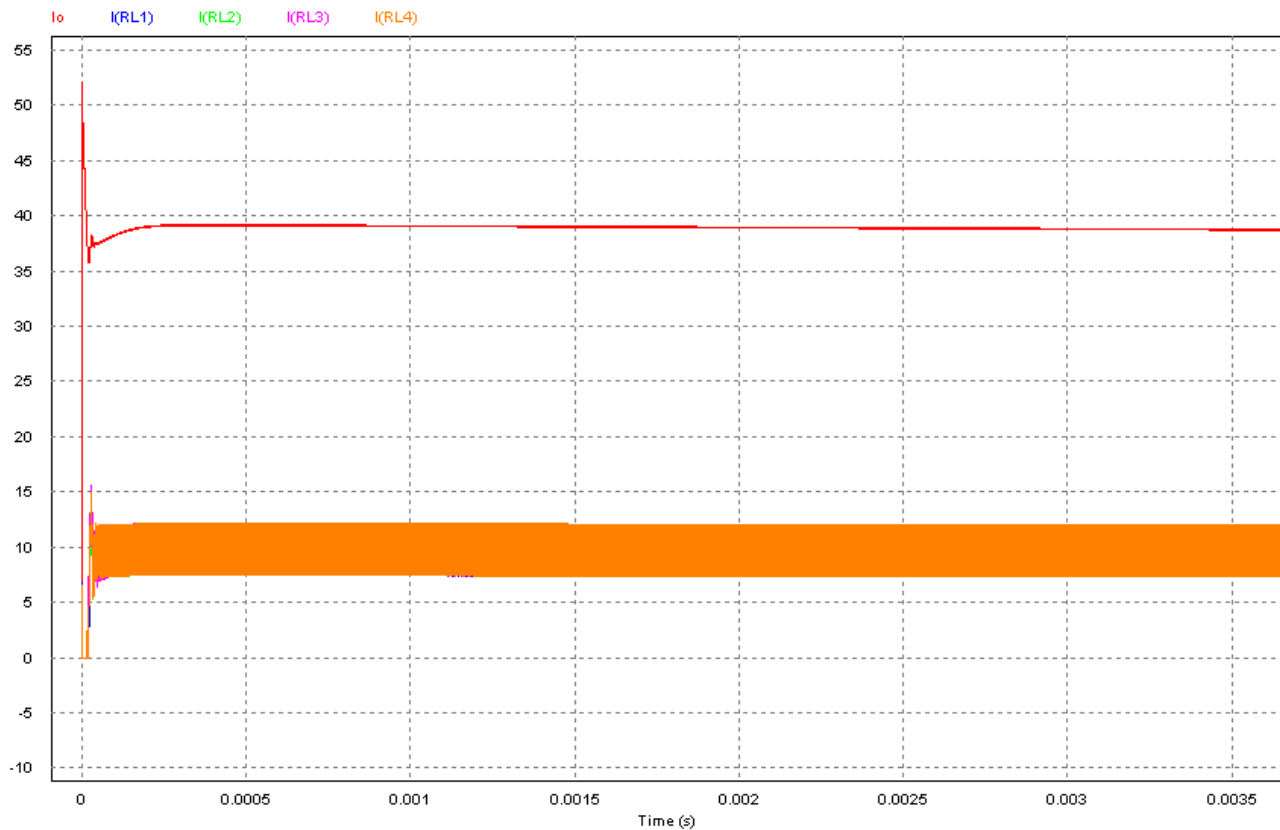


Figura 4.31: Corrientes de fase y de salida en el convertidor Reductor multifásico.

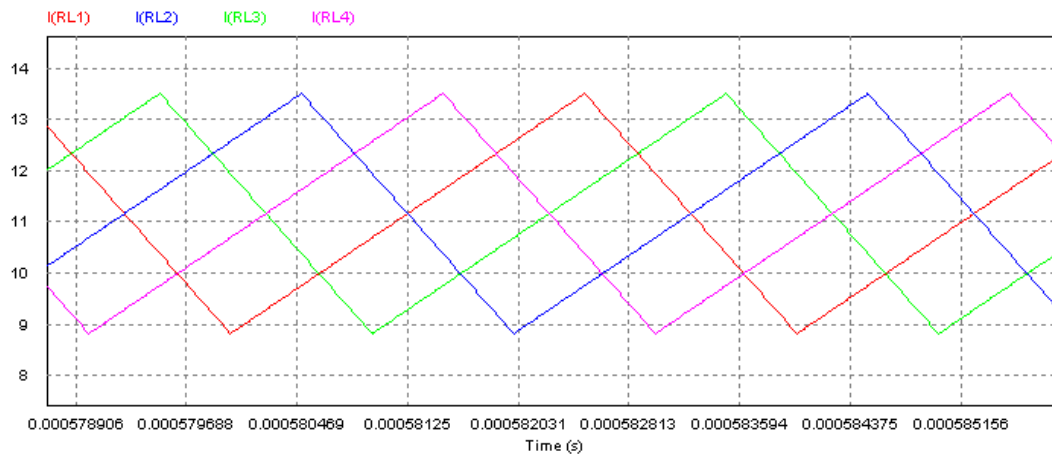


Figura 4.32: Detalle de la corriente por las bobinas de cada fase en un convertidor Reductor de 4 fases.

En la simulación de la Figura 4.31 se puede contemplar como la corriente de salida tiene un rizado muy inferior a la corrientes en la bobina de cada fase y como la corriente de salida es la suma de las corrientes medias en las bobinas. Gracias a los reguladores de corriente de las fases, en condiciones ideales, las corrientes por las fases se ecualizan.

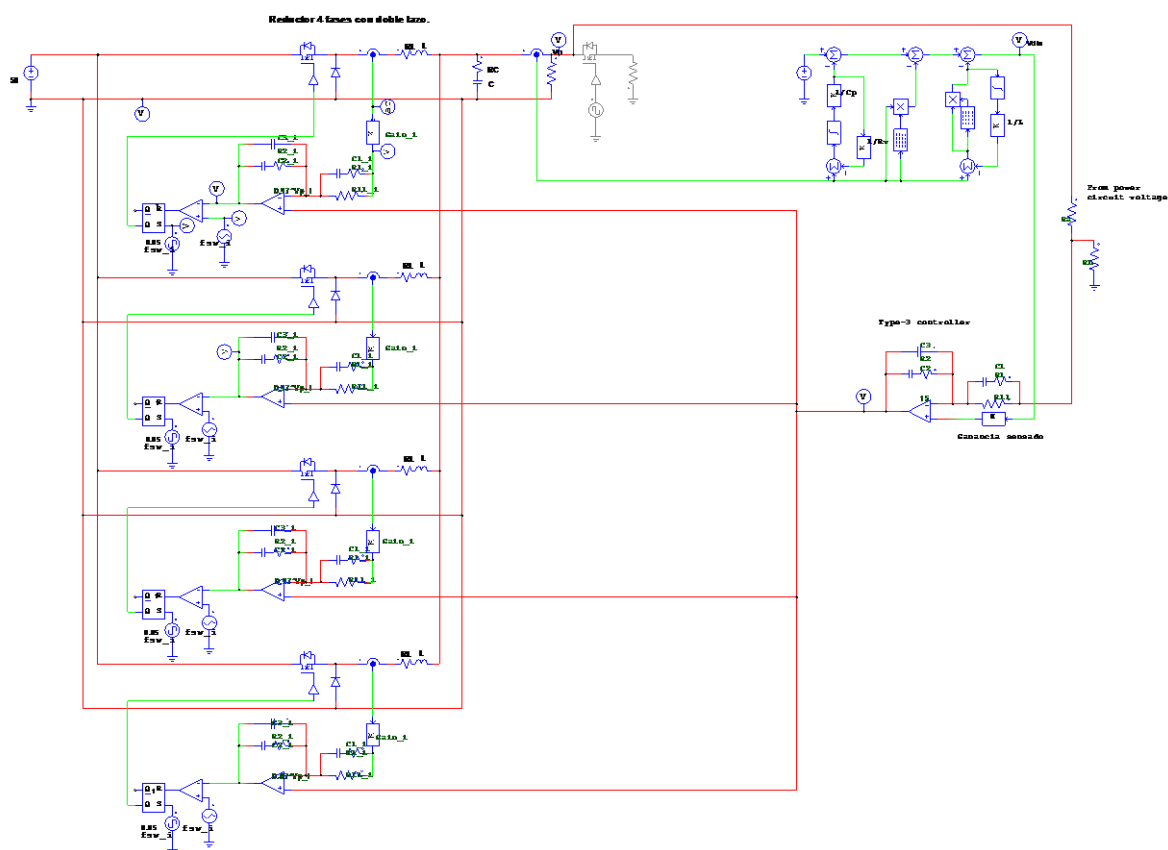
Si las fases no son totalmente idénticas, para que las corrientes en las fases estén correctamente ecualizadas en todo momento, hay que añadir otro control adicional que ecualicen las corrientes cuando hay asimetrías en el circuito.

Control de ecualización.

Un problema asociado a los convertidores multifásicos es la correcta ecualización de las corrientes. Al estar funcionando varias fases a la vez pueden darse asimetrías, esto se produce por diversos factores tales como distintos valores entre componentes o temperatura desigual en los semiconductores. La manera de solucionar esto, si se trabaja en Modo de Conducción Continuo, es añadiendo un bucle de control que compare la intensidad de salida con la de cada fase para que las corrientes por las fases sean iguales. La implementación de este bucle es la siguiente:

- I. Se sensa la corriente de salida y se divide entre el número de fases
- II. Se sensa la corriente por las bobinas de cada fase
- III. Se restan la señal de corriente de cada fase y la señal de corriente de salida dividida entre el número de fases. Esto nos da el error de ecualización instantáneo en cada fase.
- IV. Como el error de ecualización instantáneo tiene mucho rizado, debido a los rizados de corriente en las bobinas, se pone un filtro para obtener un valor promediado del error. El filtro tiene que ser lo suficientemente pequeño para no perturbar mucho el bucle externo y lo suficientemente grande para corregir los desequilibrios que se produzcan.
- V. Se suma el error promediado de ecualización al error del bucle externo y se introduce en el bucle de corriente.

El esquemático completo incluyendo ecualización sería el siguiente:



Capítulo 4: Descripción de las topologías de potencia.

Modelo promediado del convertidor reductor multifásico:

La función de transferencia se obtiene con el modelo promediado, es decir se sustituye el diodo por una fuente dependiente con su valor medio de tensión:

$$\overline{V_{\text{diodo}}} = V_{\text{in}} \cdot d \quad (19)$$

Para el convertidor reductor multifásico hay que obtener dos funciones de transferencia la planta de corriente y la planta de tensión.

Para obtener la función de transferencia G_{id} de la planta de corriente se hace lo siguiente:

- I. Se abren los lazos de corriente del convertidor reductor de una fase.
- II. Se perturba el ciclo de trabajo en una fase.
- III. Se mide la perturbación en la corriente por la bobina de esa fase.

Este proceso se hace tal como se observa en la Figura 4.35:

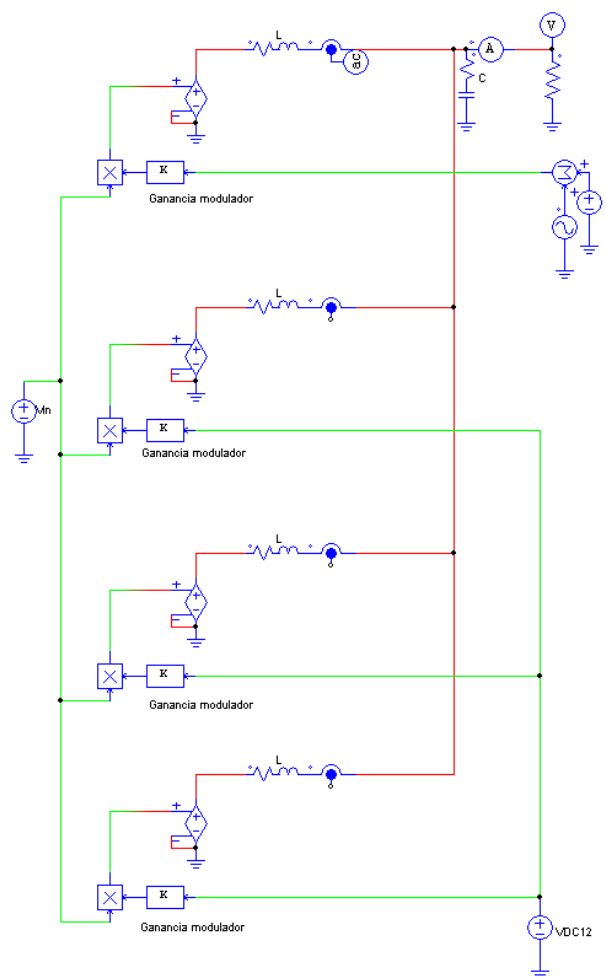


Figura 4.35: Obtención de la fdt del lazo interno del convertidor Reductor.

Para obtener la función de transferencia del bucle externo de tensión

- I. Se abre el lazo de tensión.
- II. Se perturba la señal el error de tensión.
- III. Se mide la perturbación en la tensión de salida.

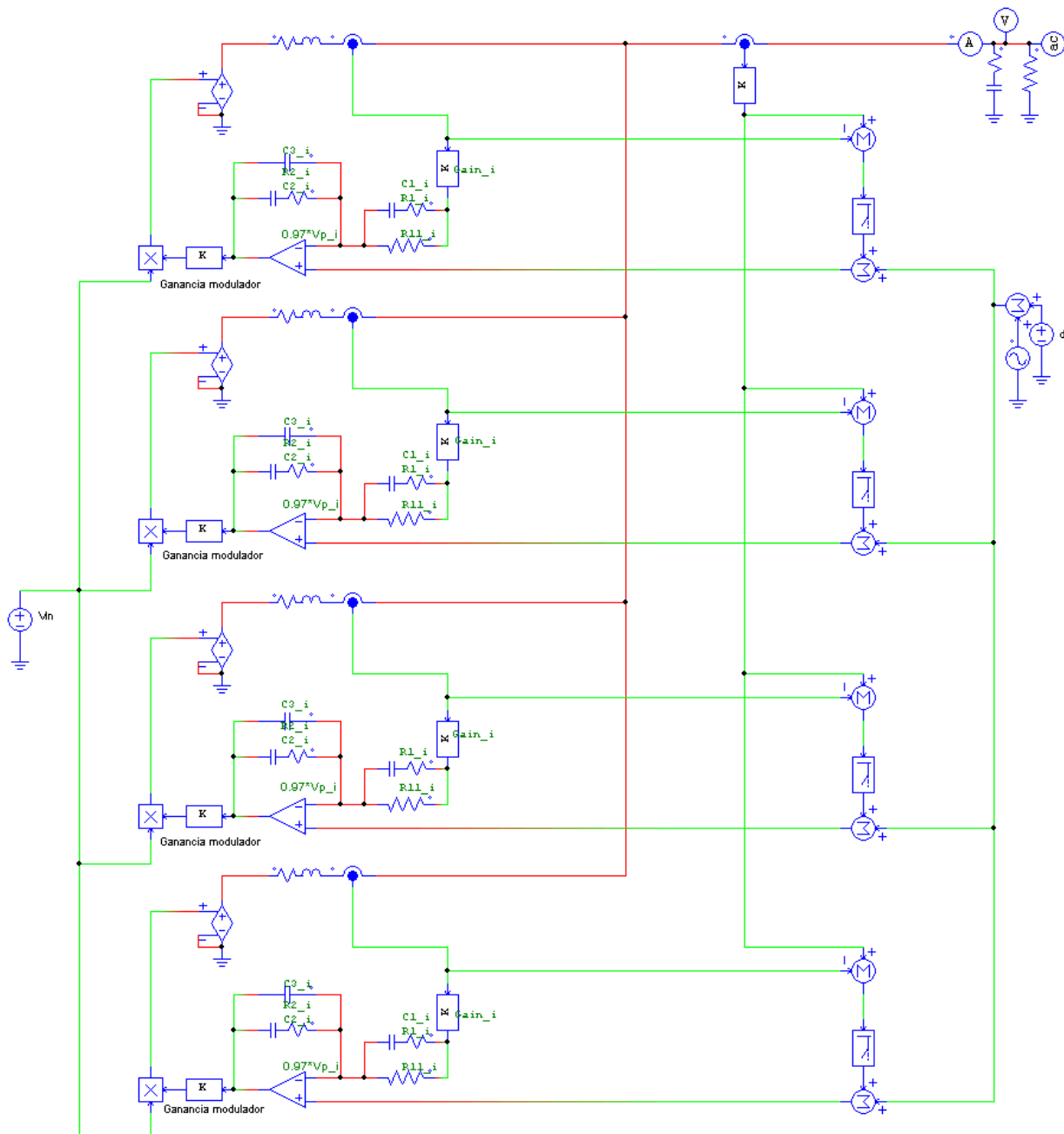


Figura 4.36: Obtención de la fdt del lazo externo del convertidor Reductor.

El valor medio de tensión en los diodos es siempre el mismo:

$$\overline{V_{\text{diodo}}} = V_{\text{in}} \cdot d \quad (20)$$

En este caso el ciclo de trabajo es la señal de salida de los reguladores de corriente previamente calculados.

Los valores de los componentes del doble lazo de control se han obtenido utilizando el programa SmartCtrl y se detallan a continuación:

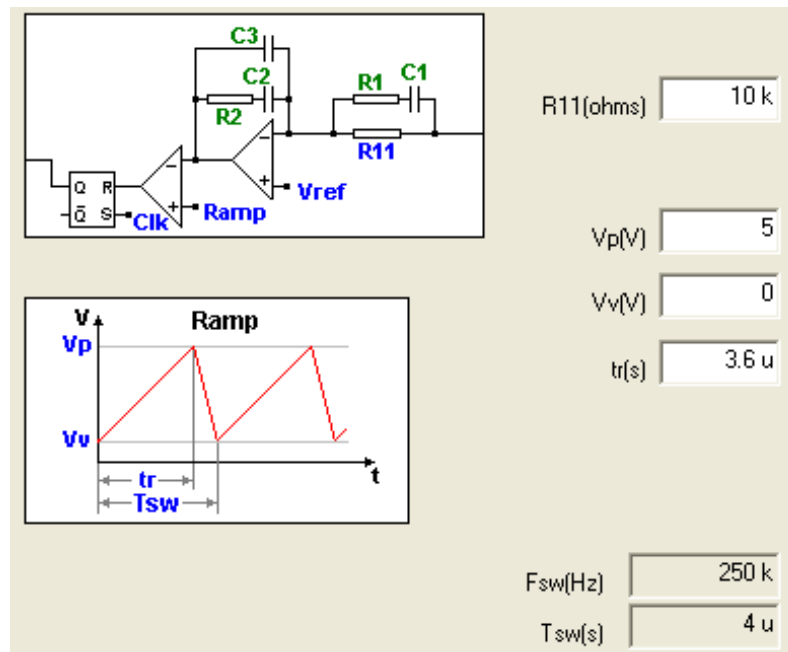


Figura 4.37: Modulador del convertidor Reductor de 4 fases.

Lazo de corriente:

- Ganancia del sensado de corriente 0,8
- Regulador tipo 3
- Frecuencia de corte 75 kHz
- Margen de fase 55°
- K plus 4

Control de equalización:

- Ganancia del filtro paso bajo 1
- Frecuencia de corte 100Hz

Lazo de tensión:

- Ganancia del sensado de tensión:
- Regulador tipo 3
- Frecuencia de corte 35kHz
- Margen de fase 60°
- Kplus 4

Valores de los componentes del regulador de tensión calculado en SmartCtrl

- $R1 = 7.73356k \text{ Ohm}$

- $C1 = 1.02569 \text{ n F}$
- $C3 = 52.5506 \text{ p F}$
- $R2 = 267.679 \text{ k Ohm}$
- $C2 = 67.9514 \text{ p F}$
- $V_{\text{ref}} = 2.5 \text{ V}$
- $V_p = 1 \text{ V}$
- $R11 = 10 \text{ k Ohm}$

Valores del sensado de tensión

- $R_a = 3.54158 \text{ k Ohm}$
- $R_b = 218.616 \text{ Ohm}$

Valores de los componentes del regulador de corriente calculado en SmartCntl

- $R1_i = 3.80069 \text{ k Ohm}$
- $C1_i = 615.061 \text{ p F}$
- $C3_i = 689.657 \text{ p F}$
- $R2_i = 4.67786 \text{ k Ohm}$
- $C2_i = 1.81456 \text{ n F}$
- $V_{p_i} = 5 \text{ V}$
- $R11_i = 10 \text{ k Ohm}$

Retraso en la respuesta del convertidor respecto del modelo:

La respuesta dinámica ante variaciones en carga de 1,2kW a 150W del convertidor Reductor multifásico, se muestra en la Figura 4.38:

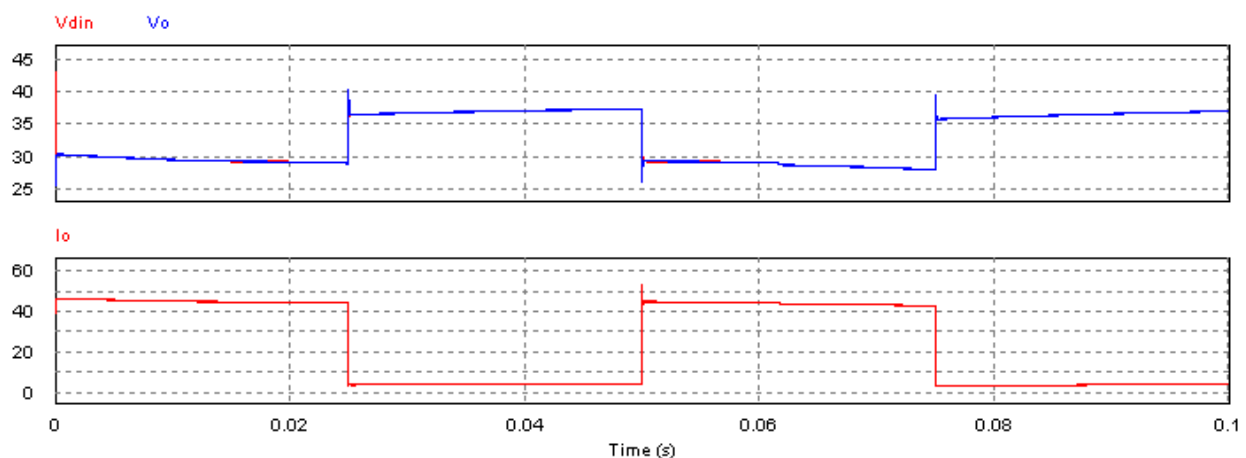


Figura 4.38: Respuesta dinámica del convertidor reductor multifásico con modelo completo de la PC tipo PEM.

Al ampliar las formas de onda ante un escalón se puede ver como el modelo responde muy rápido a las variaciones de corriente, tal como se observa en la Figura 4.39:

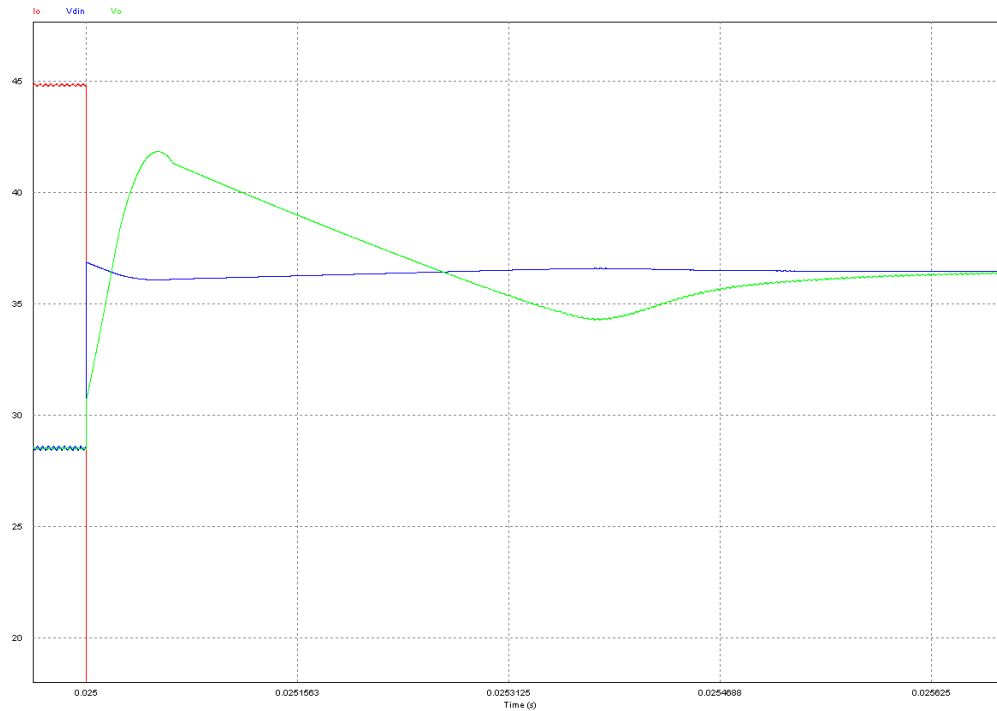


Figura 4.39: Detalle de la respuesta dinámica del modelo.

El modelo es capaz de pasar desde 28,6V para 44,7A a 38,7V para 3,9A en aproximadamente 1ns.

Si se linealiza y se despeja la inductancia de la ecuación fundamental de la bobina, queda de la siguiente manera:

$$L = (V_{in} - V_o) \cdot \frac{\Delta t}{\Delta I} \quad (21)$$

Sabiendo antes del escalón de carga que la $V_{in}-V_o$ es 21,4V, el incremento de corriente es 40,8 A y el incremento de tiempo es 10^{-9} s el resultado de la inductancia equivalente es 524pH. Este valor de inductancia es muy pequeño a la potencia y frecuencia de conmutación del emulador, por tanto hay que asumir que en la práctica la respuesta del emulador conllevará un retraso respecto de la del modelo.

Respuesta dinámica del reductor multifásico:

Una vez se tienen las funciones de transferencia del reductor y se han obtenido los reguladores se puede simular el comportamiento del dinámico del convertidor reductor. En la Figura 4.40 se observa la respuesta dinámica del convertidor reductor de 4 fases para escalones de carga de entre 1200W y 150W conmutando a 1kHz.

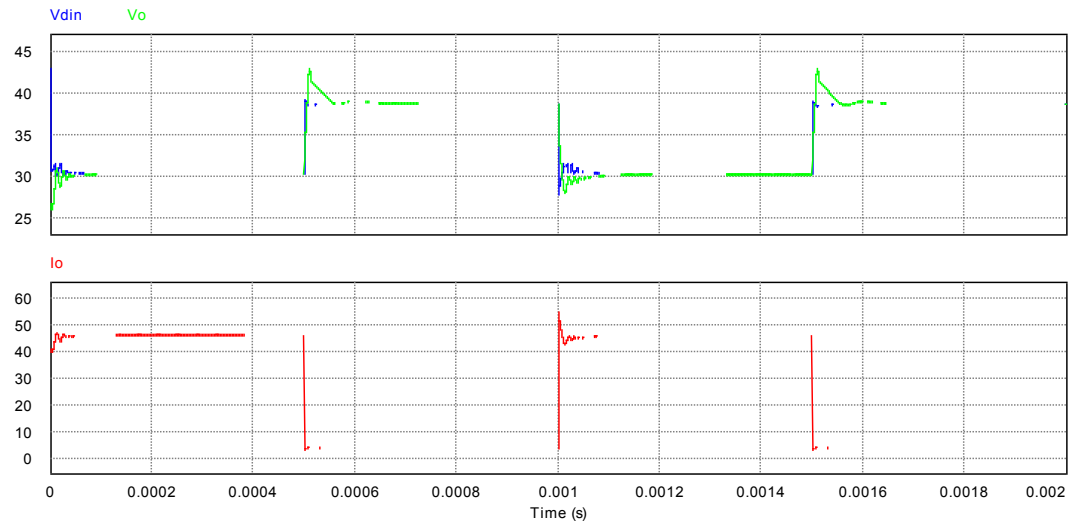


Figura 4.40: Respuesta dinámica convertidor Reductor multifásico 4fases $L=10\mu\text{H}$ y $C=60\mu\text{F}$

A pesar de lo rápido que se producen los escalones (1000Hz) el reductor es capaz de ajustar su tensión de salida a la tensión de referencia del modelo en aproximadamente 100ns. Esto hace que el error en los transitorios pueda ser prácticamente despreciado.

El convertidor reductor de 4 fases es capaz de responder con exactitud.

En la Figura 4.41 se observa una simulación de la respuesta dinámica del convertidor reductor para escalones de carga de entre 1200W y 150W conmutando a 20Hz. Esta simulación es más larga que la que se muestra en la Figura 4.40 (100ms frente a 2ms) y se observa como la tensión de salida del convertidor (V_o) sigue a la tensión del modelo dinámico de pila de combustible (V_{din})

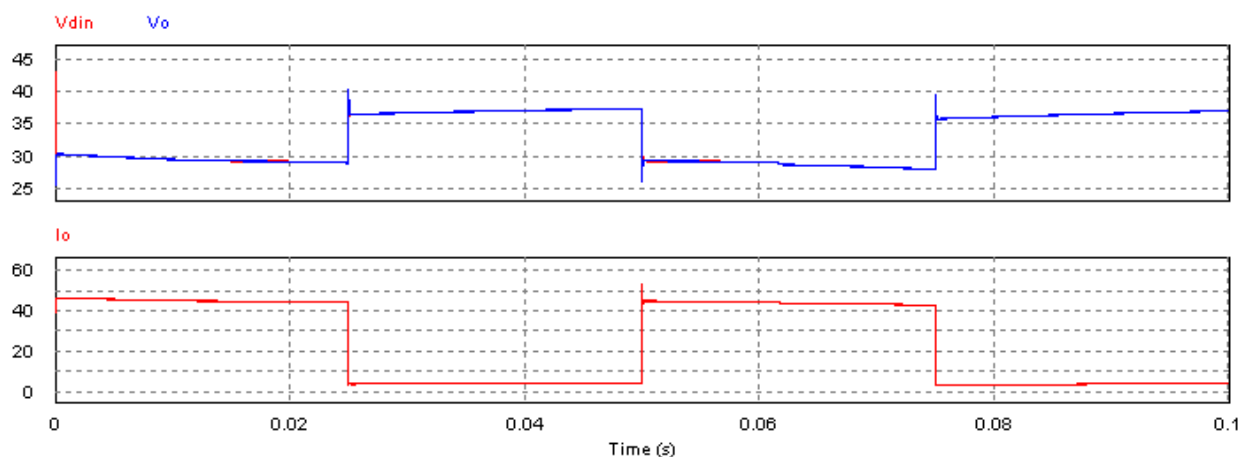


Figura 4.41: Respuesta dinámica del convertidor Reductor multifásico 4fases $L=10\mu\text{H}$ y $C=60\mu\text{F}$ II

El convertidor tiene un rizado bastante bajo y es capaz de representar el modelo de la pila de combustible sin ningún problema.

4.2.4 Conclusiones del convertidor Reductor

El reductor es el convertidor más sencillo de los que se han estudiado en este trabajo, tiene menos componentes que los demás y por tanto es el más barato y compacto.

El modelo estático de la pila de combustible PEM en el convertidor se implementa mediante una LUT con la curva de polarización de la pila de combustible tipo PEM.

El modelo dinámico de la pila de combustible se implementa convirtiendo el conjunto de ecuaciones diferenciales del modelo de la pila de combustible PEM a un diagrama de bloques cuya entrada es la corriente de salida y cuya salida es la tensión de la pila de combustible para esa salida.

Añadir fases hace al convertidor más rápido, por dos razones:

- La bobina equivalente del convertidor se hace más pequeña lo cual desplaza los polos de la función de transferencia de la planta a frecuencias mayores:

$$f_{0_{nfases}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{LC}{n}}} = \frac{\sqrt{n}}{2\pi\sqrt{LC}} = \sqrt{n} \cdot f_{0_{1fase}} \quad (22)$$

Al añadir n fases al convertidor la frecuencia del polo doble se hace \sqrt{n} veces más grande manteniendo el valor de la inductancia de las fases constante.

- La disminución de rizado que ocurre al añadir fases permite disminuir el valor de la inductancia.
- La capacidad de salida se podría hacer más pequeña, o por el contrario se consigue menos rizado de tensión de salida si se añaden fases y se mantiene el valor de la capacidad de salida.

4.3 Convertidor Full Bridge

En esta sección se estudia la utilización del convertidor Full Bridge para desarrollar emuladores de pilas de combustible.

La sección comienza con una breve explicación del funcionamiento del convertidor Full Bridge, posteriormente se diseña un convertidor Full Bridge monofásico y otro multifásico. Se termina la sección con unas conclusiones acerca de esta topología de potencia.

4.3.1 Funcionamiento convertidor Full Bridge

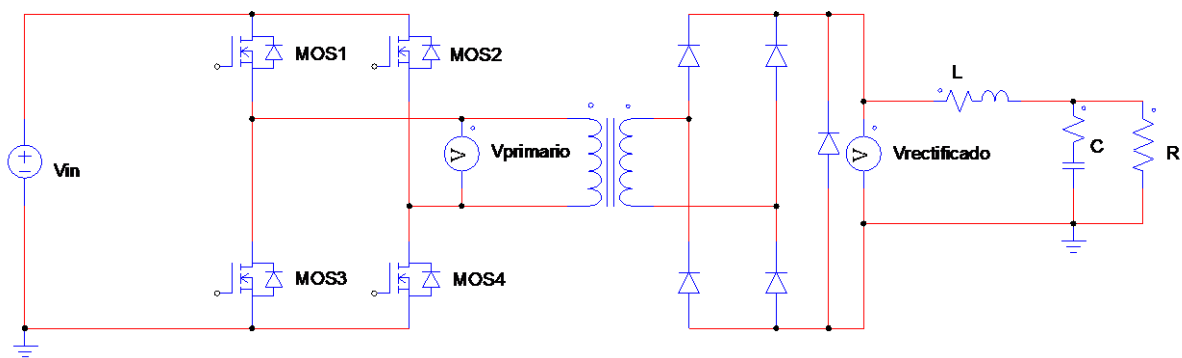


Figura 4.42: Convertidor Full Bridge

El convertidor Full Bridge funciona de manera similar que el convertidor reductor. Primero se trocea la tensión de entrada y después se obtiene el valor medio con un filtro. Ambos convertidores se diferencian en la manera de trocear la tensión de entrada.

En el convertidor Full Bridge la manera de trocear la tensión es mediante un puente completo formado por mosfets y un rectificador de onda completa. Entre el puente completo y el rectificador de onda completa se introduce un transformador que dota al convertidor de aislamiento galvánico entre su entrada y su salida.

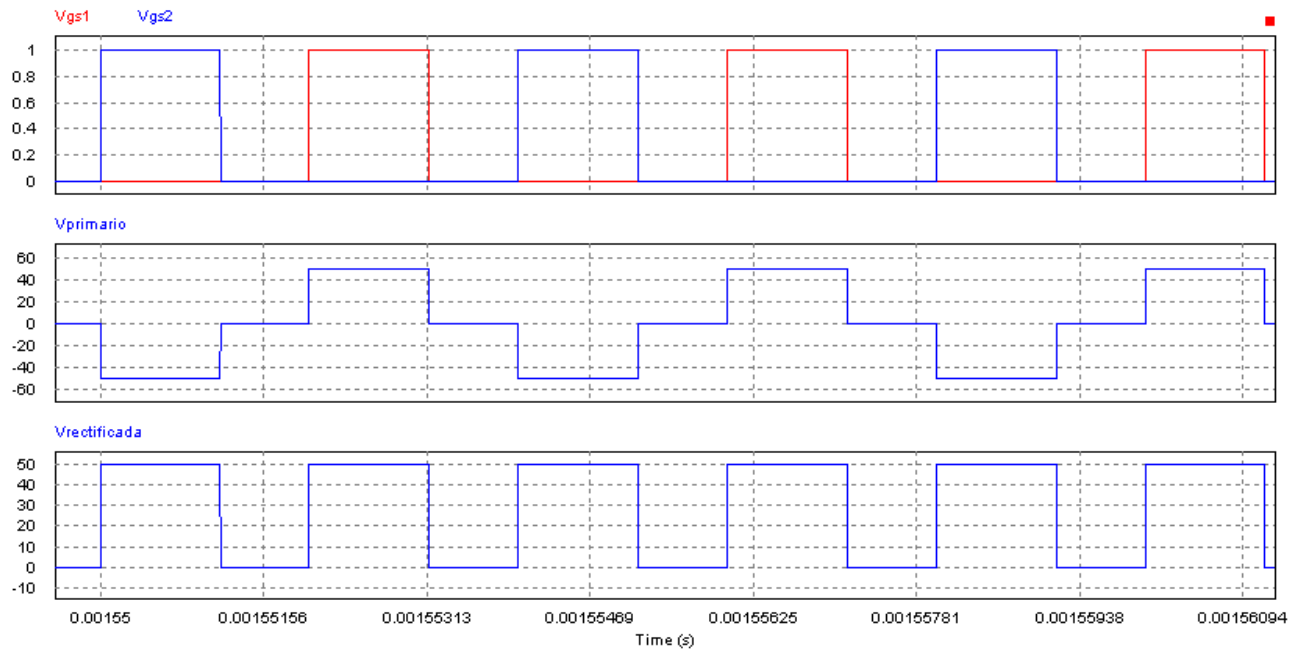


Figura 4.43: Funcionamiento del convertidor Full Bridge.

En la Figura 4.43 se observan las siguientes señales en el convertidor Full Bridge:

- Los disparos de los dos primeros mosfets del puente
- La señal de tensión en el primario del transformador
- La señal de tensión tras el rectificador de onda completa.

El rectificador proporciona una tensión pulsante a el doble de la frecuencia de conmutación de los mosfets cuyo valor medio es igual a la tensión de entrada multiplicada por el ciclo de trabajo.

El filtro del convertidor Full Bridge es un filtro pasivo LC similar al que se encuentra en un convertidor Reductor, que se ocupa de obtener el valor medio de la señal pulsante que proporciona el rectificador.

Gracias a como se trocea la tensión de entrada en el convertidor Full Bridge se obtiene una gran ventaja con respecto al convertidor Reductor, la frecuencia de la tensión pulsante es el doble de la frecuencia de conmutación con lo que los rizados de salida, a igualdad de filtro, se ven disminuidos considerablemente en comparación del convertidor reductor.

Control en modo tensión del convertidor Full Bridge:

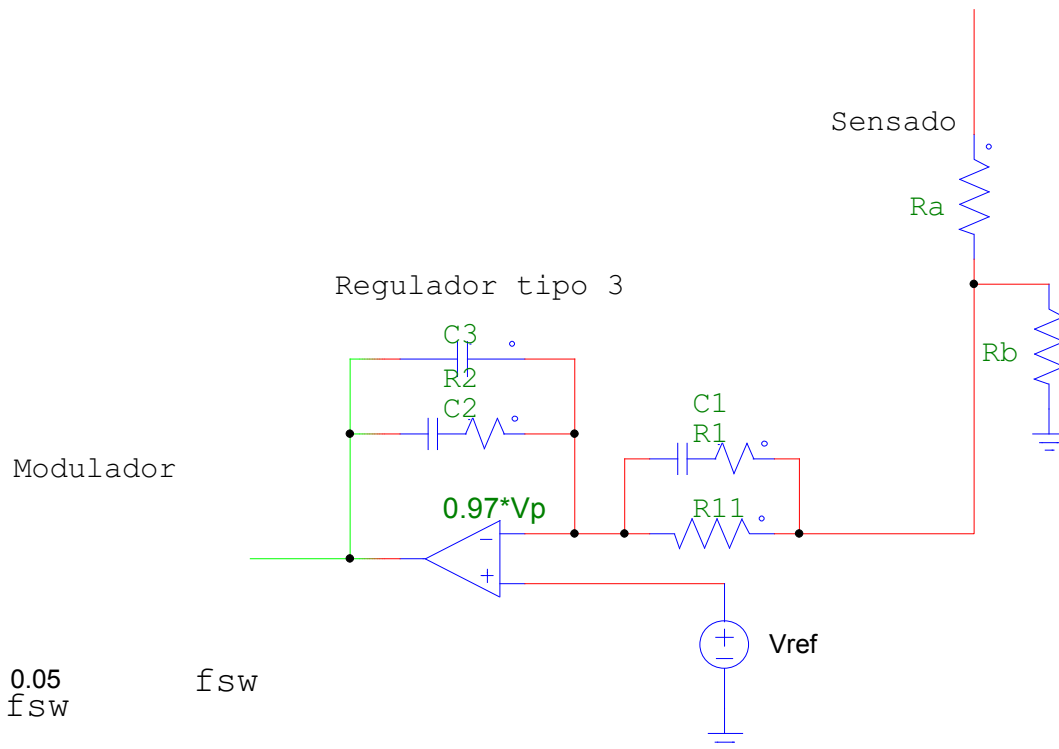


Figura 4.44: Esquema en PSim del control en modo corriente en el convertidor Full Bridge.

El control de modo tensión funciona de la misma manera que en el convertidor reductor:

- I. Se sensa la tensión de salida del convertidor
- II. Se compara esa tensión de salida con una tensión de referencia
- III. Se introduce la señal de error (Tensión de salida-Tensión de referencia) en el regulador.
- IV. Se introduce la señal de salida del regulador en el modulador para producir la onda PWM que dispara los interruptores.

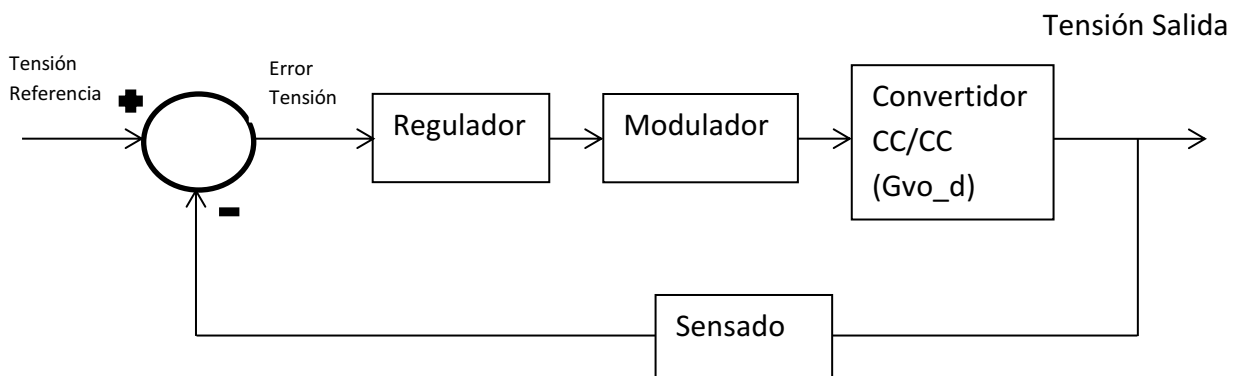


Figura 4.45: Diagrama de bloques control en modo tensión.

Control en modo corriente promediada.

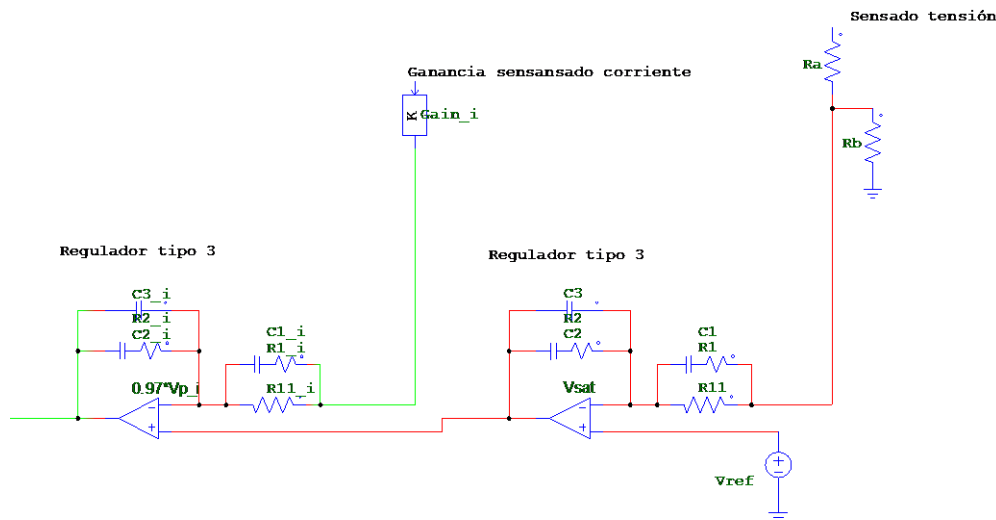


Figura 4.46: Control en corriente promediada del convertidor Full Bridge.

El control de modo corriente promediada funciona igual que en el convertidor Reductor:

- I. Se sensa la tensión de salida del convertidor
- II. Se compara esa tensión de salida con una tensión de referencia
- III. Se introduce la señal de error (Tensión de salida menos Tensión de referencia) en el regulador de tensión.
- IV. La señal de salida del regulador de tensión es la señal de referencia del bucle interno de corriente.
- V. Se sensa la corriente de salida.
- VI. Se compara la señal de referencia del bucle de corriente con la corriente de salida.
- VII. Se introduce el error de corriente (Corriente de salida-Corriente de referencia) en el regulador de corriente.
- VIII. Se introduce la señal de salida del regulador del lazo de corriente en el modulador para generar los disparos.

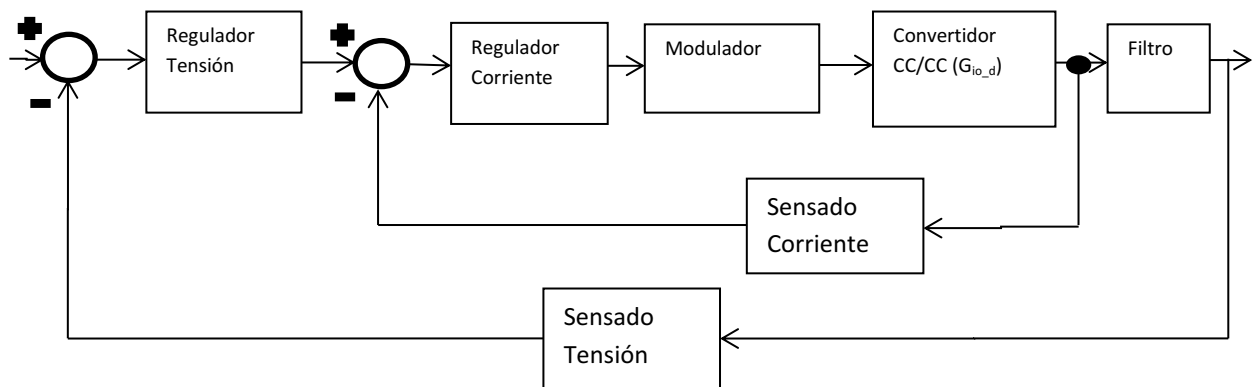


Figura 4.47: Diagrama de bloques control de modo corriente promediada

Sensado de tensión:

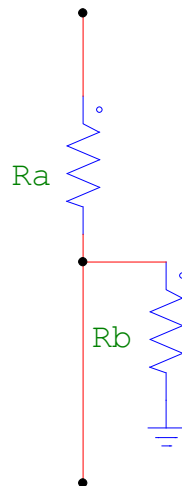


Figura 4.48: Sensado de tensión en el convertidor Full Bridge

El sensado de la tensión de salida que se ha utilizado en el desarrollo del convertidor Full Bridge está compuesto por un divisor resistivo. Las resistencias de este divisor tienen la finalidad de convertir los niveles de tensión de la etapa de potencia a los niveles de tensión de la etapa de control. La ganancia del sensado se calcula así:

$$Ganancia_{sensado} = \frac{V_{referencia}}{V_o} = \frac{2,5V}{43V} = 0,05813 \quad (23)$$

Como se comentó anteriormente, la tensión de referencia que se ha utilizado para el desarrollo de todos los convertidores del trabajo ha sido 2,5V.

Reguladores:

Regulador tipo 3.

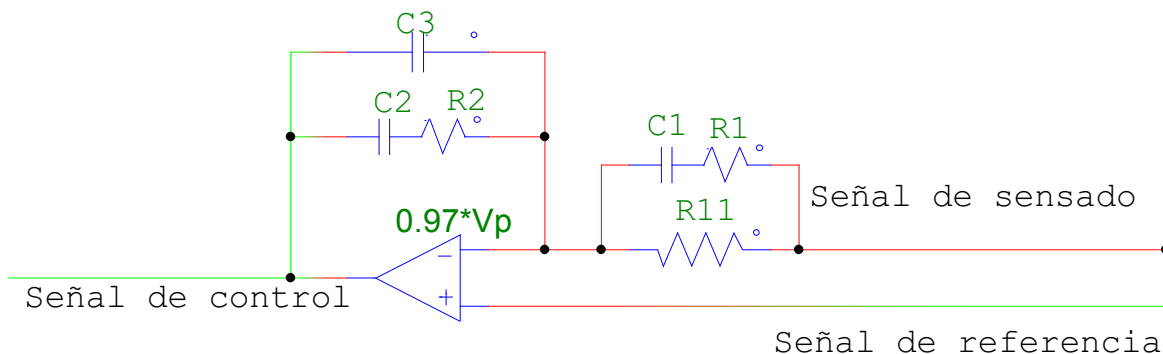


Figura 4.49: Regulador en el convertidor Full Bridge

Los reguladores utilizados en este trabajo han sido reguladores tipo 3 tanto para el lazo de tensión como para el lazo de corriente.

Sensado de corriente:

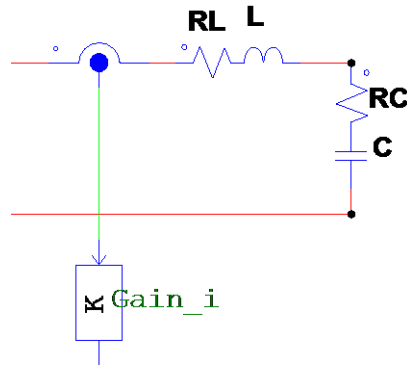


Figura 4.50: Sensado de corriente en el convertidor Full Bridge.

Modulación convertidor Full Bridge

La modulación en el convertidor Full Bridge es una modulación PWM. Al tener mayor número de interruptores la modulación en el convertidor Full Bridge es más complicada que en el reductor, en cada fase hay que disparar 4 mosfets.

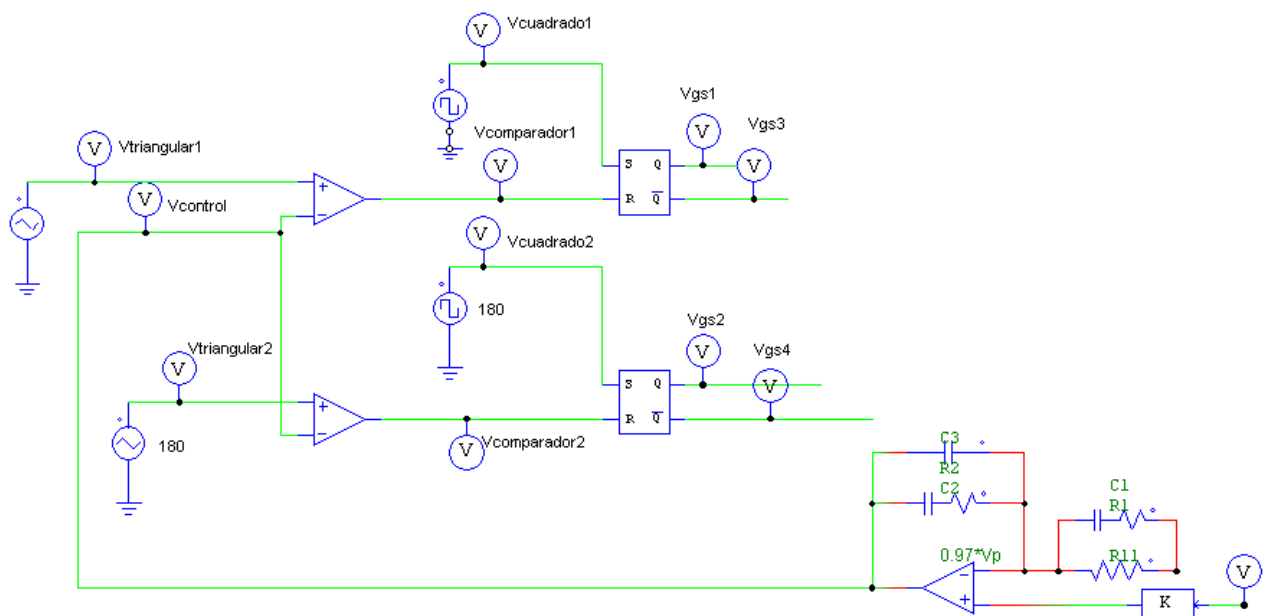


Figura 4.51: Esquemático del modulador del convertidor Full Bridge.

El modulador del convertidor Full Bridge al igual que el convertidor Reductor está formado por amplificadores operacionales que comparan la señal de control con una señal triangular, tras el comparador se pone un biestable que se ocupa de que solo se disparen los mosfets una vez

cada periodo; La diferencia del convertidor Full Bridge con el reductor es que tenemos dos comparadores y dos biestable en vez de uno.

El funcionamiento del modulador es el siguiente:

- I. Se introducen en el comparador la señal de control y la señal triangular.
- II. La señal comparación esta activada cuando la señal triangular es superior a la de control
- III. La onda cuadrada activa el biestable que funciona hasta que lo resetea la onda del comparador.

A diferencia del reductor en el convertidor Full Bridge tenemos dos señales triangulares desfasadas 180° lo cual hace que las señales de salida de los comparadores sean iguales y desfasadas 180°.

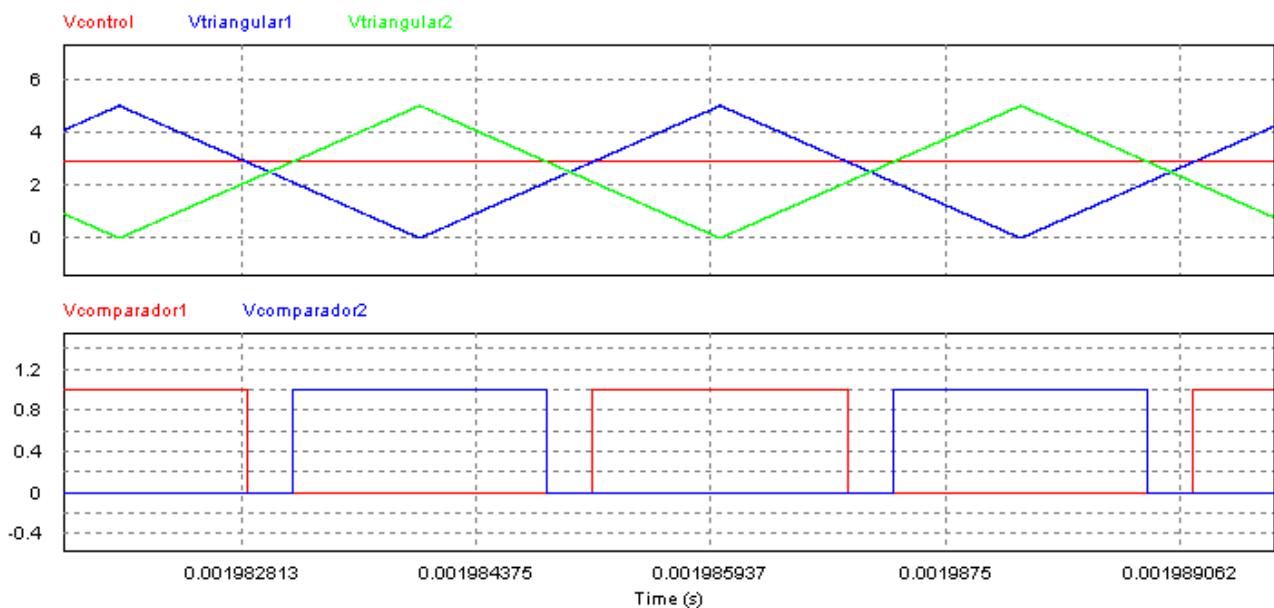


Figura 4.52: Señales en los comparadores del modulador del convertidor Full Bridge.

La onda cuadrada activa el biestable, que esta encendido hasta que le llega la señal del comparador, la salida del biestable es el disparo del primer mosfet y la salida negada del biestable es el disparo del tercero:

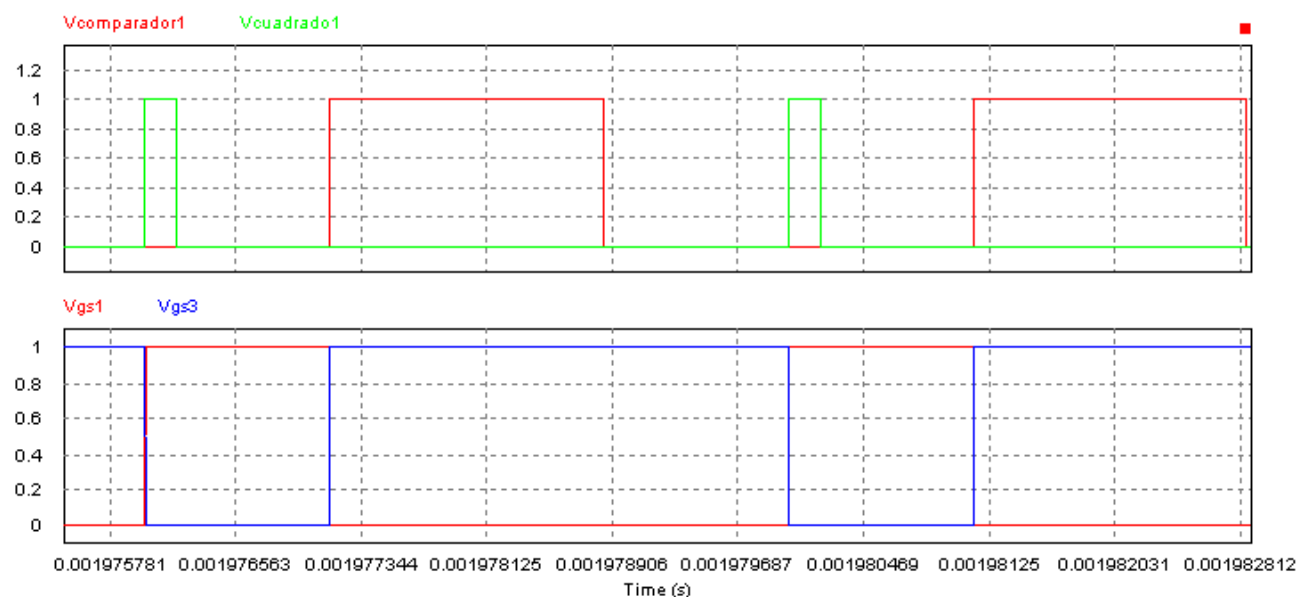


Figura 4.53: Generación de los disparos del primer y tercer mosfet del convertidor Full Bridge.

Los disparos del segundo y cuarto mosfet se hacen igual pero están desfasados 180° :

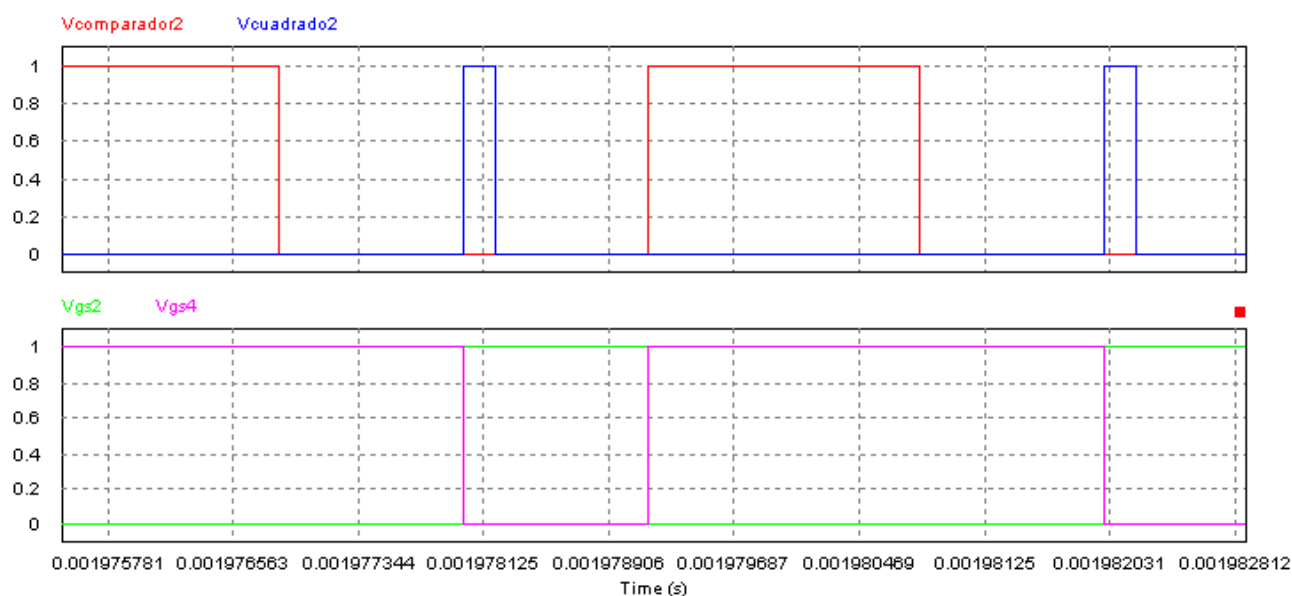


Figura 4.54: Generación de los disparos del primer y tercer mosfet del convertidor Full Bridge.

Los disparos del primer y segundo mosfet son iguales y están desfasados 180° . Los disparos del tercer y cuarto mosfet son la negación lógica de los disparos del primero y segundo respectivamente.

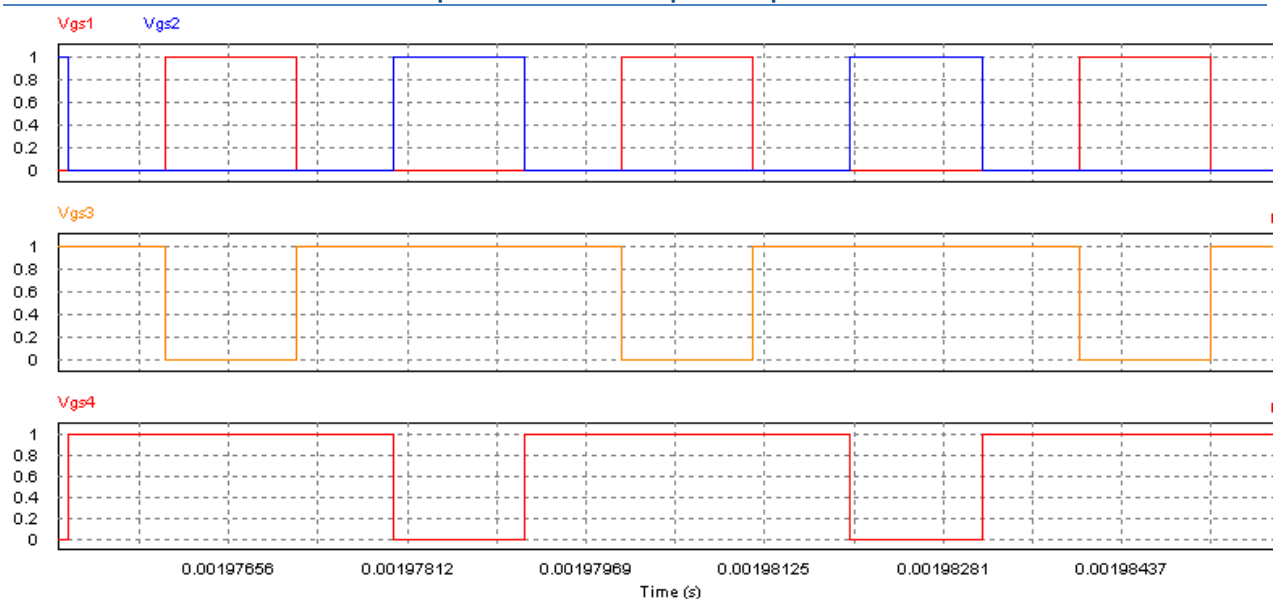


Figura 4.55: Disparos de los mosfets del convertidor Full Bridge.

Al aumentar la señal de control aumenta el tiempo que están a nivel alto los disparos de los mosfets uno y dos, esto hace que el ciclo de trabajo aumente y con ello aumente la tensión de salida.

4.3.2 Convertidor Full Bridge monofásico

El proceso de desarrollo del convertidor Full Bridge se ha realizado paralelamente al del convertidor Reductor.

El modelo promediado del convertidor Full Bridge es prácticamente igual que el del convertidor reductor, la única diferencia entre ambos es la relación de transformación. Como en este caso se considera una relación de transformación 1:1 el modelo promediado del convertidor Full Bridge es igual al del reductor. Gracias a esto se pueden aprovechar todos los reguladores hechos anteriormente así como los componentes elegidos.

Las especificaciones del convertidor Full Bridge son las mismas que las que impone la pila de combustible:

- $P=0-1200W$,
- $V_o=43-28V$
- $I_o=0-45A$

Como transformador se eligió una relación 1:1.

El ciclo de trabajo máximo en un convertidor Full Bridge es $d=0,5$, no obstante como la frecuencia que recibe la bobina es el doble de la frecuencia de conmutación la bobina ve un ciclo de trabajo que es el doble del ciclo de trabajo que generan los moduladores. En la práctica no se puede alcanzar el ciclo de trabajo máximo, para el cálculo de la tensión de entrada se ha

considerado un ciclo de trabajo máximo en el modulador de $d=0,45$ y un ciclo de trabajo máximo para la bobina de $d=0,9$.

$$V_{in} = \frac{V_o}{d} = \frac{43}{0,9} = 47.7778V \quad (24)$$

Se ha seleccionado la tensión de entrada inmediatamente superior $V_{in}=50V$.

Se han seleccionado los mismos componentes magnéticos que los que se habían elegido el convertidor Reductor para poder establecer una comparación entre ambos convertidores.

- $L=30\mu H$
- $C=160\mu F$
- $R_L=1m\Omega$
- $R_c=50m\Omega$

Con estos valores se garantiza que el rizado máximo de corriente es pequeño, a continuación se muestran los rizados en el punto de trabajo más desfavorable, máxima potencia:

- $I_o=45A$
- $V_o=28V$
- $P_o=1200W$

$$\Delta I_L = \frac{V_{in} - V_o}{L \cdot 2 \cdot f} \cdot d = \frac{50V - 28V}{30 \cdot 10^{-6}H \cdot 2 \cdot 250 \cdot 10^3Hz} \cdot \frac{28V}{50V} = 0,82A \quad (25)$$

Por otro lado el rizado de tensión es:

$$\begin{aligned} \Delta V_o &= \frac{\Delta I_L}{8 \cdot C \cdot 2 \cdot f} + \Delta I_L \cdot R_C = \frac{0,82A}{8 \cdot 160 \cdot 10^{-6}H \cdot 2 \cdot 250 \cdot 10^3Hz} + 0,82A \cdot 0,05\Omega \\ &= 42.28mV \end{aligned} \quad (26)$$

Como la frecuencia que ve el filtro es el doble de la frecuencia de conmutación los rizados de salida son considerablemente más pequeños que en el caso del convertidor Reductor. El modelo promediado del convertidor Full Bridge es similar al modelo promediado del convertidor reductor, en el convertidor Full Bridge se han utilizado los mismos reguladores que en el convertidor Reductor:

- Ganancia sensado de tensión: 0,05813
- Regulador tipo 3
- Margen de fase 55°
- Frecuencia de corte 8kHz

- K plus=5

Los valores de los componentes del regulador en SmartCtrl quedan así:

- $R1 = 811.963 \text{ Ohm}$
- $C1 = 9.20016 \text{ n F}$
- $C3 = 165.463 \text{ p F}$
- $R2 = 48.813 \text{ k Ohm}$
- $C2 = 2.03782 \text{ n F}$
- $V_{ref} = 2.5 \text{ V}$
- $V_p = 5 \text{ V}$
- $R11 = 10 \text{ k Ohm}$

Sensado de tensión:

- $R_a = 610.491 \text{ Ohm}$
- $R_b = 37.6846 \text{ Ohm}$

Convertidor Full Bridge con modelo estático de la pila de combustible tipo PEM

En la Figura 4.56 se observa el esquemático en Psim de un convertidor Full Bridge con el modelo estático de la pila PEM. El modelo estático de la pila PEM ha sido implementado de la misma forma que en el convertidor reductor.

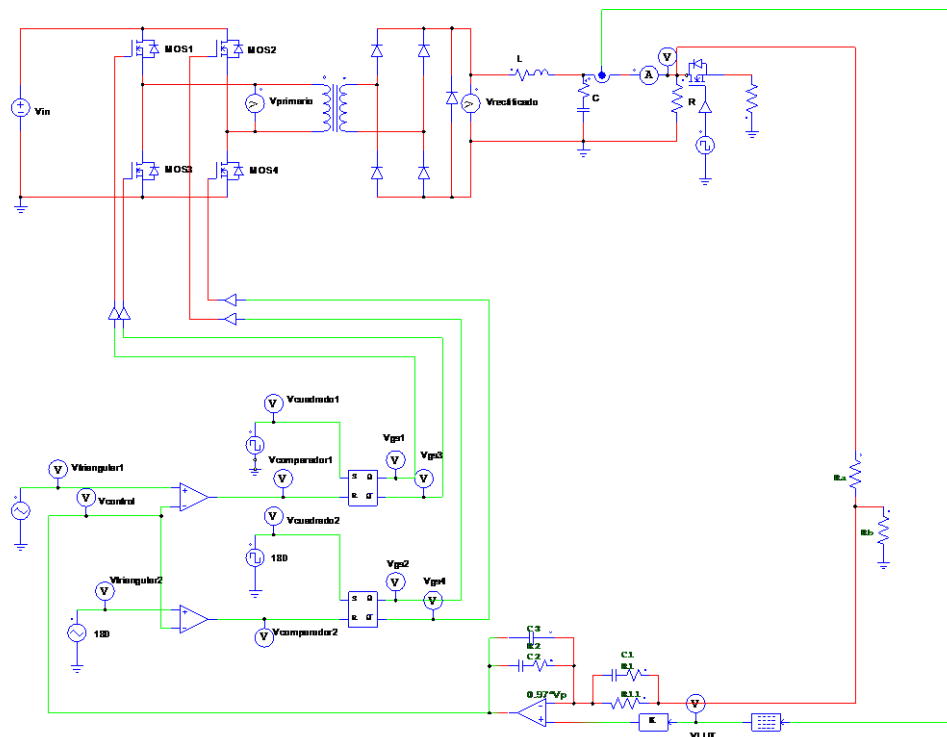


Figura 4.56: Esquemático convertidor Full Bridge monofásico con modelo estático de la pila de combustible PEM.

La respuesta del convertidor Full Bridge a escalones de carga de entre 1,2kW y 150W que conmutan a 500kHz se muestra en la Figura 4.57.

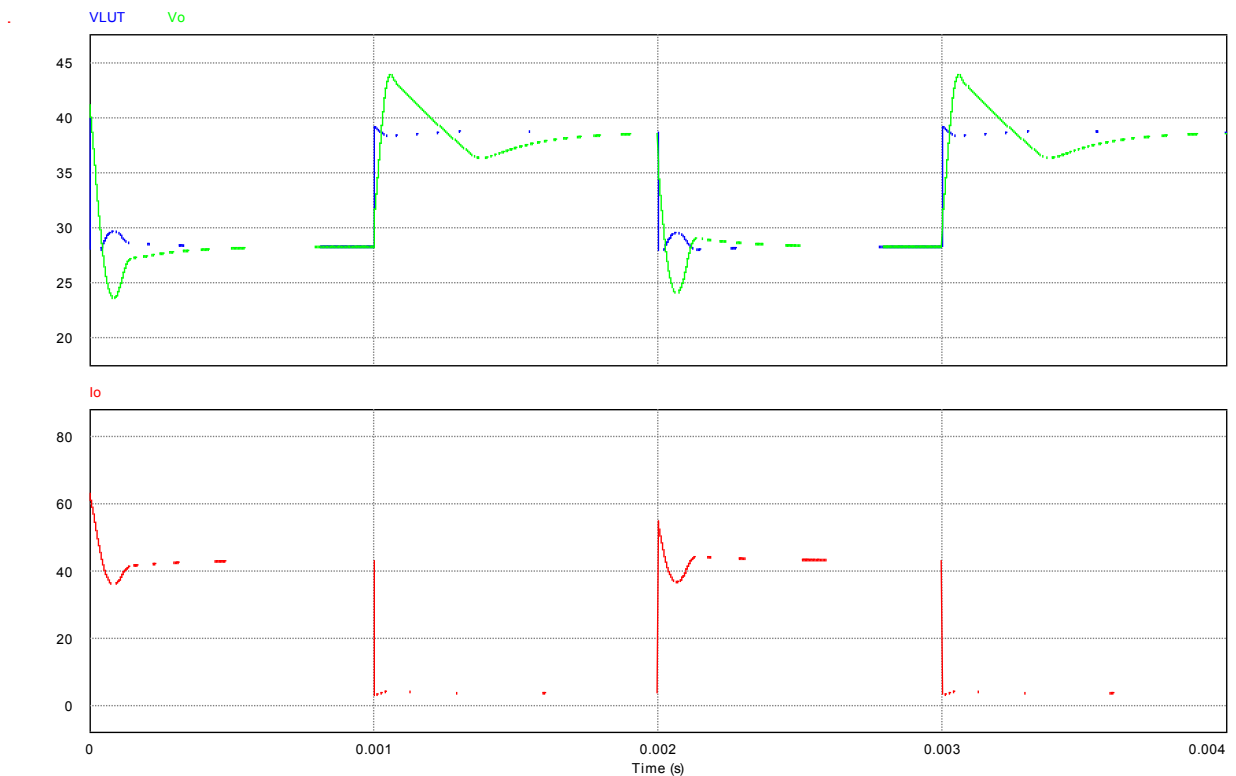


Figura 4.57: Respuesta dinámica convertidor Full Bridge monofásico con modelo estático de la pila de combustible PEM.

Los rizados del convertidor Full Bridge son menores que los que se presentan en el convertidor Reductor, esto se debe a que al ser un puente completo el filtro ve una frecuencia que es el doble de la frecuencia de conmutación. Esto es una importante ventaja del convertidor Full Bridge frente al convertidor Reductor.

Convertidor Full Bridge con modelo estático y dinámico de la pila de combustible PEM:

En la Figura 4.58 se observa el esquemático en PSim del convertidor full bridge monofásico con modelo estático y dinámico de la pila de combustible tipo PEM:

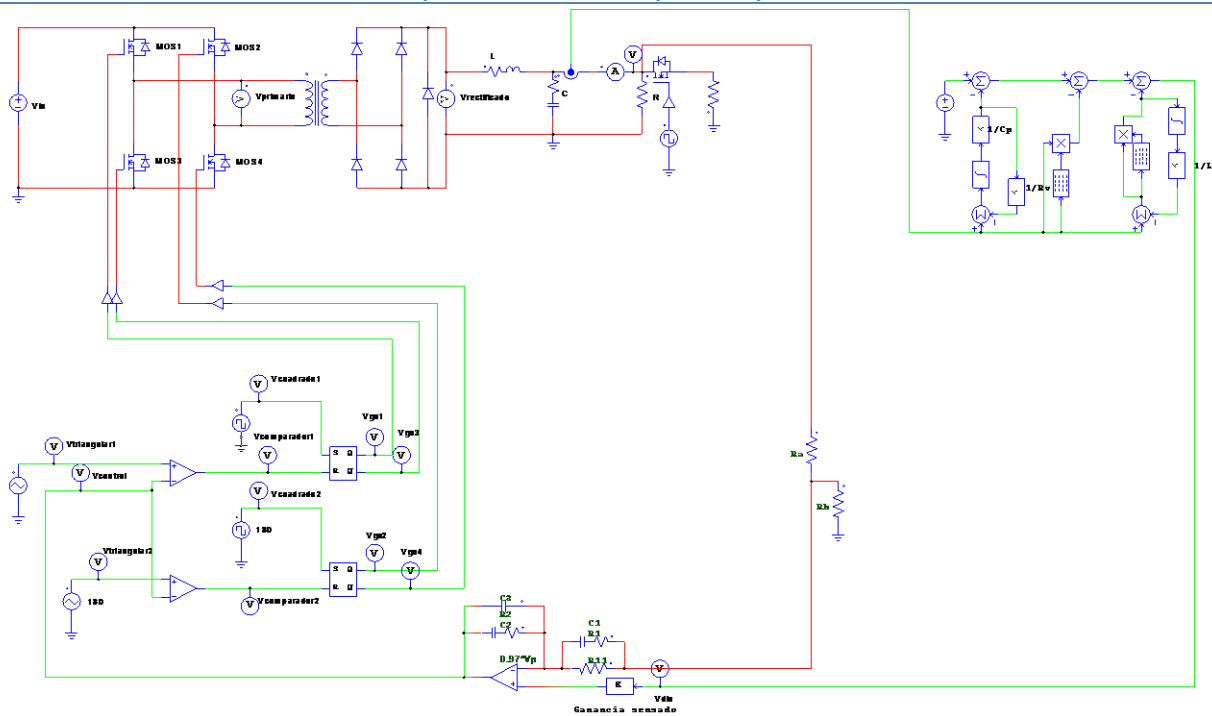


Figura 4.58: Esquemático convertidor Full Bridge monofásico con modelo dinámico de la pila de combustible PEM.

Para incluir el modelo completo de la pila de combustible en el convertidor se hizo lo mismo que en el convertidor reductor. Se cambió la LUT por el diagrama de bloques del modelo PEM explicado anteriormente.

En la Figura 4.59 se observa la respuesta del convertidor Full Bridge a escalones de carga de entre 1200W a 150W conmutando a 500Hz durante 4ms, en esta simulación se pueden apreciar los transitorios:

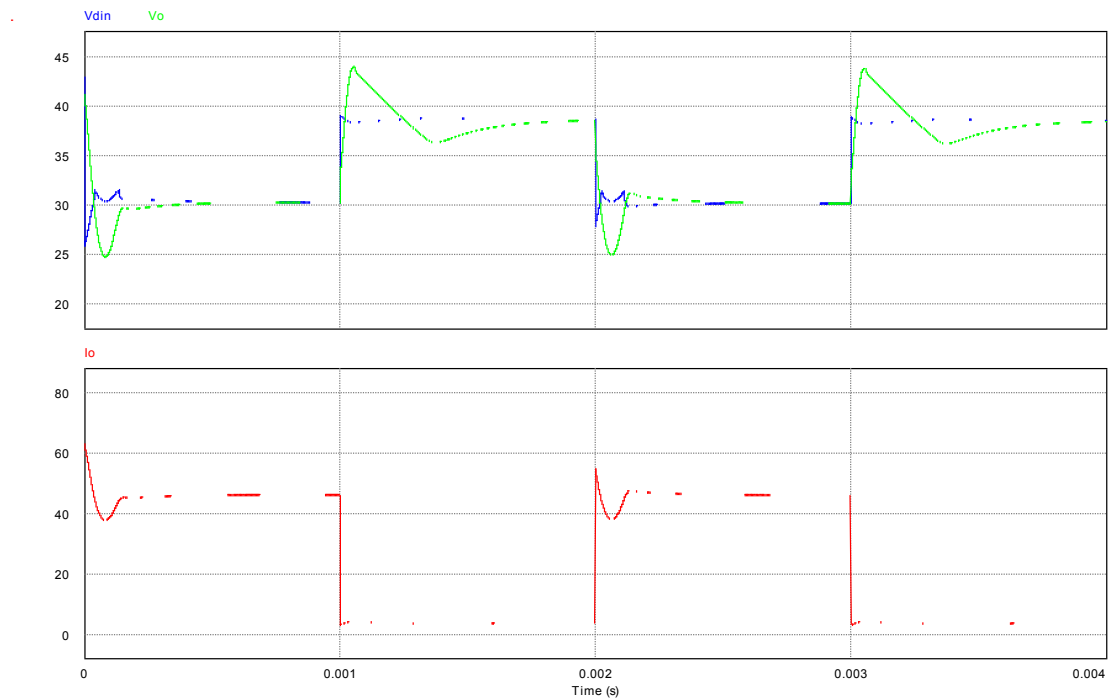


Figura 4.59: Respuesta dinámica Full Bridge monofásico con modelo dinámico de la pila de combustible PEM.

En la Figura 4.60 se observa una simulación del convertidor Full Bridge sometido a escalones de entre 150W a 1200W conmutando a 20Hz durante 100ms, en esta simulación se observa el convertidor emula las características estáticas y dinámicas de la pila de combustible tipo PEM:

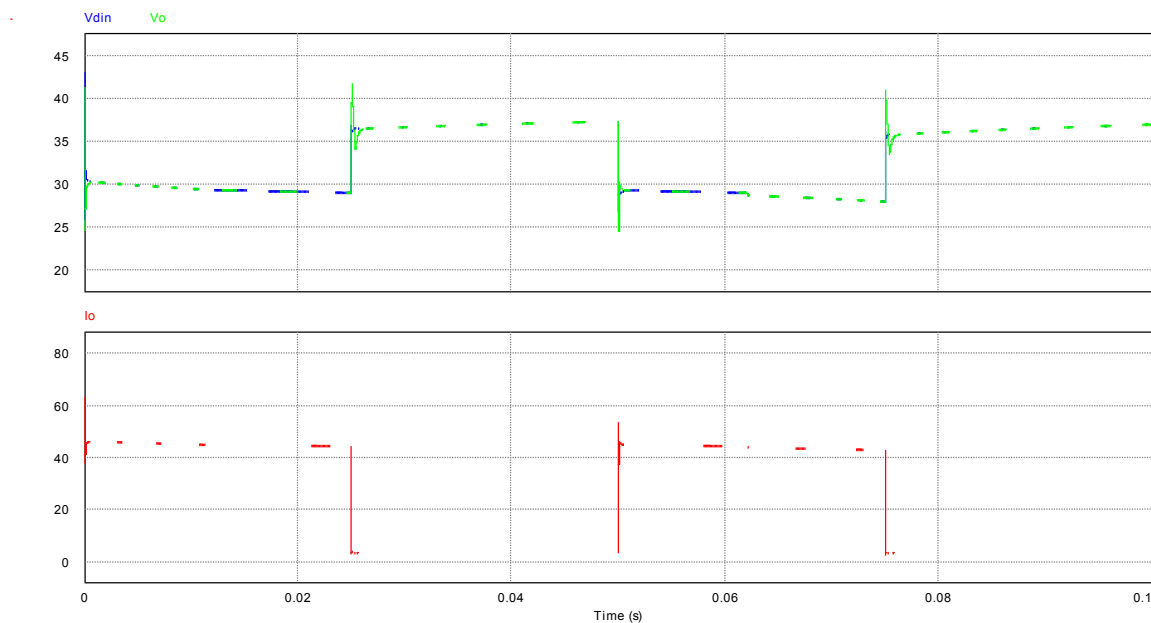


Figura 4.60 Respuesta dinámica convertidor Full Bridge monofásico con modelo dinámico de la pila de combustible PEM.

La tensión de salida convertidor se ajusta a la referencia del modelo y se consigue emular el comportamiento de la pila PEM.

4.3.3 Convertidor Full bridge multifásico

En este apartado se describe el diseño de un convertidor Full Bridge multifásico, el control y la implementación del modelo de la pila de combustible en el convertidor:

Se diseñó un convertidor Full Bridge multifásico con las siguientes características:

- Tensión de entrada 50V
- Numero de fases n=4
- L=10uH
- C=60uF
- RL=1.275mΩ
- RC=0.140 Ω

Se han elegido estos valores porque son similares a los del convertidor reductor multifásico y así se puede hacer una comparación entre la respuesta dinámica de ambos convertidores.

A continuación se detallan los rizados máximos en el convertidor, estos rizados se producen máxima potencia:

- Io=45A
- Vo=28V
- Po=1200W

El rizado de corriente a la salida de las fases se calcula como sigue:

$$\Delta I_l = \frac{V_{in} - V_o}{L \cdot n \cdot 2 \cdot f} \cdot d = \frac{50V - 28V}{10 \cdot 10^{-6}H \cdot 4 \cdot 2 \cdot 250 \cdot 10^3Hz} \cdot \frac{28V}{50V} = 0,616A \quad (27)$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta I_l}{8 \cdot C \cdot 2 \cdot f} + \Delta I_l \cdot RC = \frac{0,616A}{8 \cdot 60 \cdot 10^{-6}H \cdot 2 \cdot 250 \cdot 10^3Hz} + 0,616A \cdot 0.145\Omega \quad (28)$$
$$= 89mV$$

Con estos valores de componentes magnéticos se garantizan unos rizados de corriente menores de 1 A y unos rizados de tensión menores de 100mVpp.

El regulador implementado en el convertidor Full Bridge multifásico es el mismo que se implementó en el convertidor reductor cuyos valores son:

Lazo de corriente:

- Ganancia del sensado de corriente 0,8
- Regulador tipo 3
- Frecuencia de corte 75 kHz

- Margen de fase 55º
- K plus 4

Control de ecualización:

- Ganancia del filtro paso bajo 1
- Frecuencia de corte 100Hz

Lazo de tensión:

- Ganancia del sensado de tensión:
- Regulador tipo 3
- Frecuencia de corte 35kHz
- Margen de fase 60º
- Kplus 4

Valores de los componentes del regulador de tensión calculado en SmartCtrl

- $R1 = 7.73356k \text{ Ohm}$
- $C1 = 1.02569n \text{ F}$
- $C3 = 52.5506p \text{ F}$
- $R2 = 267.679k \text{ Ohm}$
- $C2 = 67.9514p \text{ F}$
- $V_{ref} = 2.5 \text{ V}$
- $V_p = 1 \text{ V}$
- $R11 = 10k \text{ Ohm}$

Valores del sensado de tensión

- $R_a = 3.54158k \text{ Ohm}$
- $R_b = 218.616 \text{ Ohm}$

Valores de los componentes del regulador de corriente calculado en SmartCtrl

- $R1_i = 3.80069k \text{ Ohm}$
- $C1_i = 615.061p \text{ F}$
- $C3_i = 689.657p \text{ F}$
- $R2_i = 4.67786k \text{ Ohm}$
- $C2_i = 1.81456n \text{ F}$
- $V_{p_i} = 5V$
- $R11_i = 10k \text{ Ohm}$

El esquemático del convertidor Full Bridge multifásico con modelo estático y dinámico y lazo de ecualización es el siguiente:

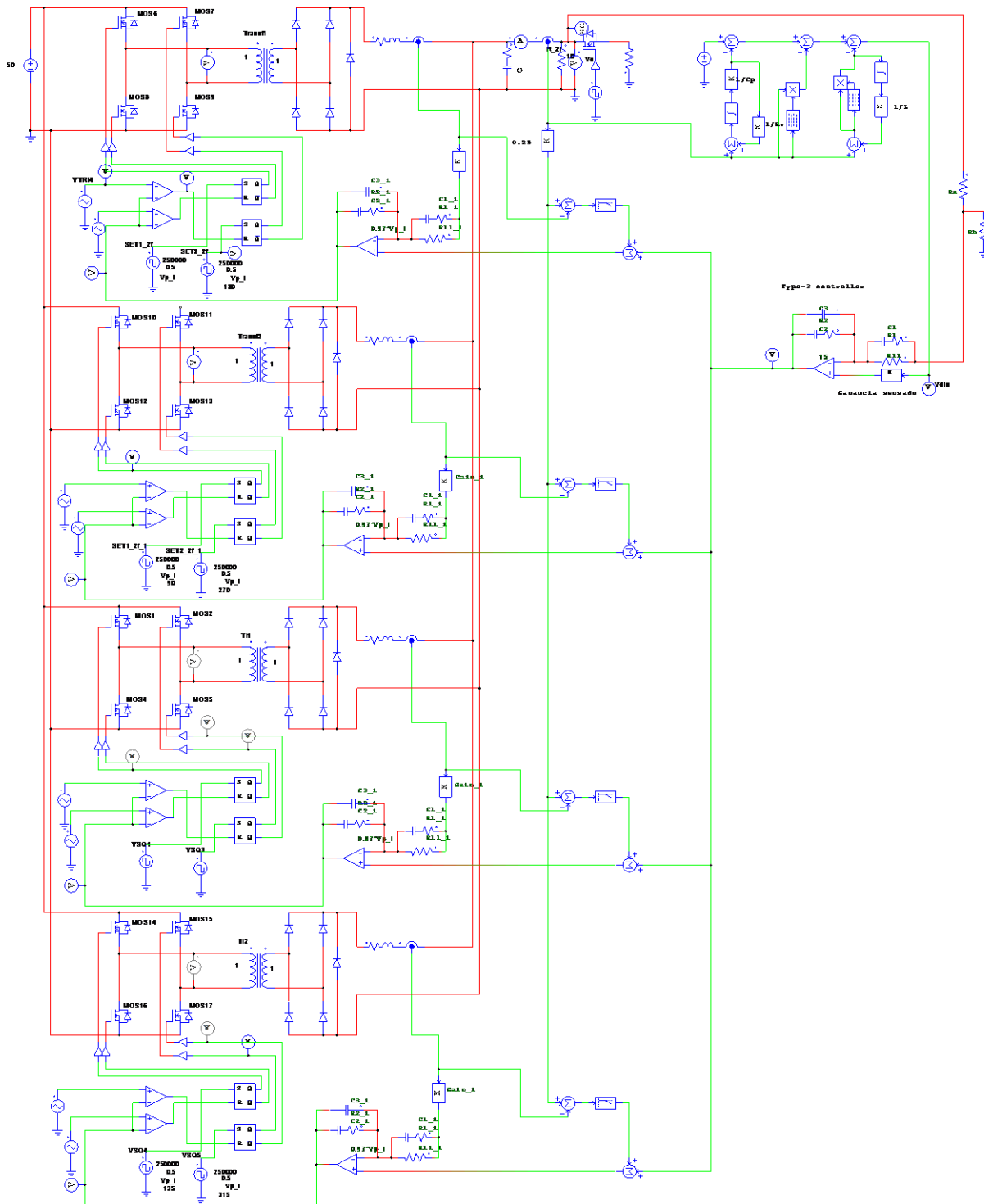


Figura 4.61: Esquemático convertidor Full Bridge multifásico con modelo dinámico de la pila de combustible PEM.

Respuesta dinámica del convertidor Full Bridge multifásico

Como se observa en la Figura 4.62 la respuesta del convertidor Full Bridge es prácticamente igual que el reductor pero con menos rizado.

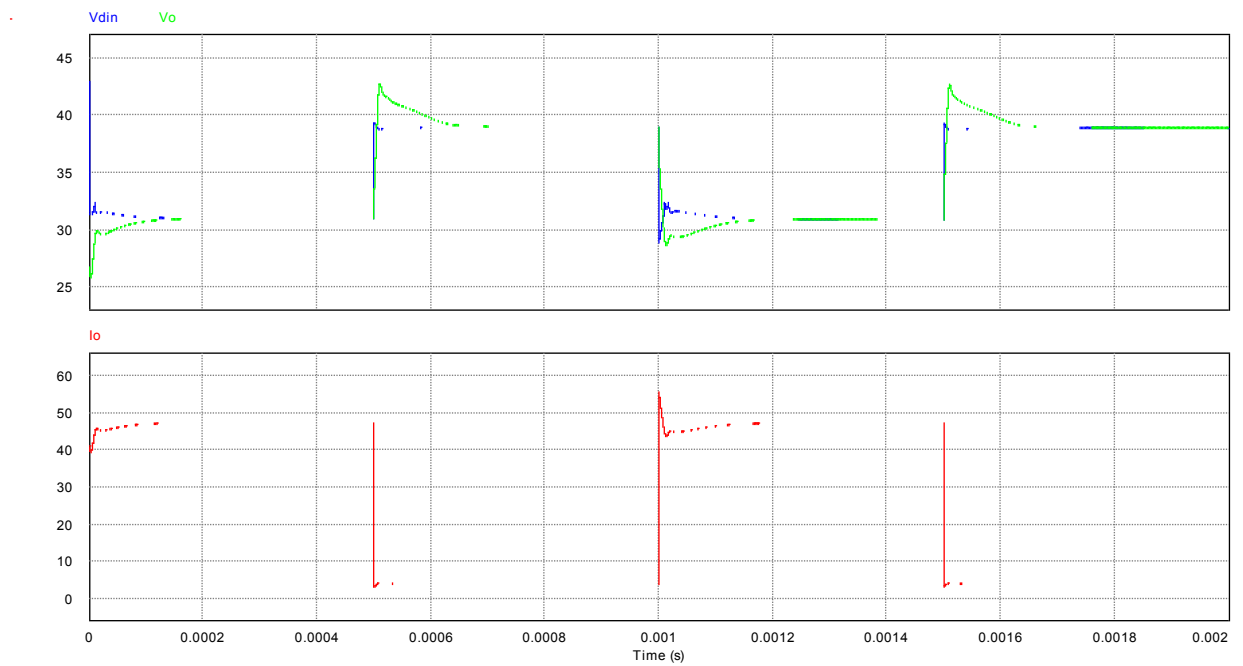


Figura 4.62: Respuesta dinámica Full Bridge multifásico con modelo dinámico de la pila de combustible PEM.

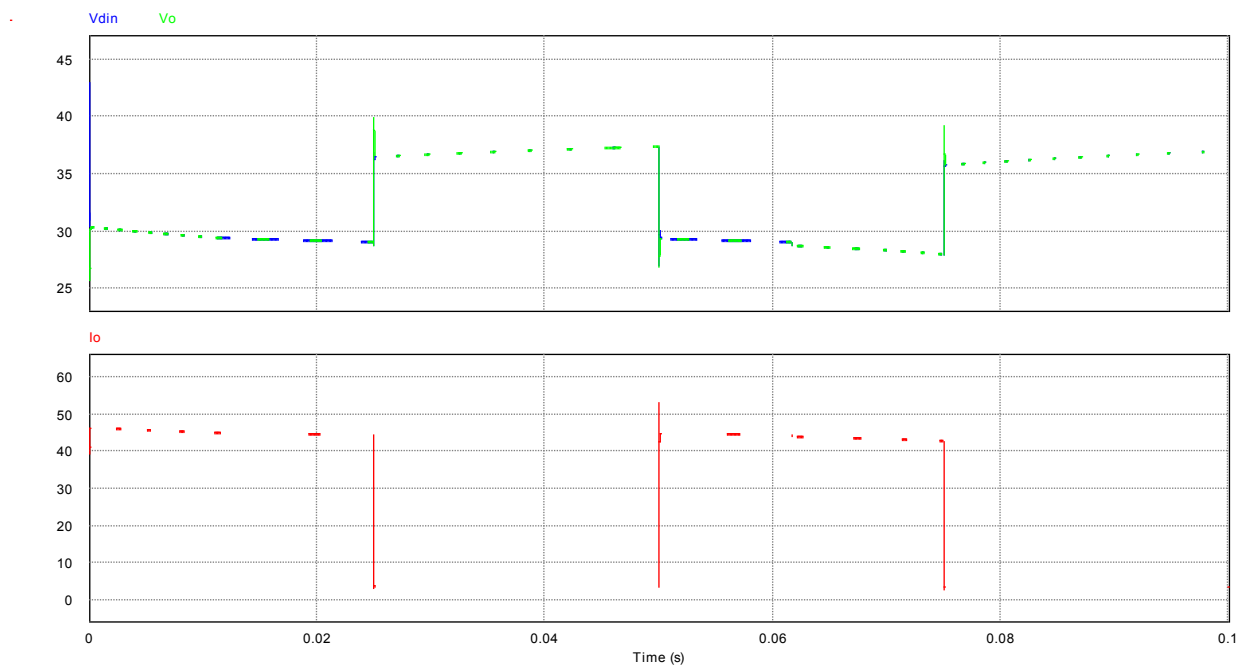


Figura 4.63: Respuesta dinámica Full Bridge multifásico con modelo dinámico de la pila de combustible PEM II

En las figuras anteriores se observa la respuesta dinámica del convertidor Full Bridge para escalones de carga de entre 100% y el 12,5% En las siguientes condiciones:

- Figura 4.62: 2ms de simulación y las cargas conmutando a 1kHz
- Figura 4.63: 100ms de simulación y las cargas conmutando a 20HZ

El convertidor sigue al modelo de pila de combustible y por tanto es capaz de imitar tanto el comportamiento estático como el dinámico de una pila de combustible tipo PEM. El tiempo de estabilización que se observa en las simulaciones es aproximadamente 100ns y el error en régimen permanente es prácticamente nulo (a excepción del ocasionado por los rizados), el error global es por tanto muy reducido. La respuesta del convertidor podría hacerse más sobreamortiguada modificando el regulador pero obligaría a aumentar el tiempo de estabilización del sistema.

4.3.4 Conclusiones del convertidor Full bridge

El convertidor Full Bridge con $n=1$ tiene el mismo modelo promediado que el convertidor Reductor los reguladores que se han obtenido son los mismos y su respuesta dinamica no cambia en gran medida.

La frecuencia de conmutacion que ve el filtro del convertidor Full Bridge es el doble de la frecuencia de conmutacion, debido a este fenómeno en el el convertidor Full Bridge los rizados de corriente son la mitad que en el convertidor Reductor.

Una gran ventaja del convertidor Full Bridge con respecto al convertidor Reductor es el aislamiento galvanico que aporta el transformador.

El convertidor Full Bridge utiliza cuatro veces mas mosfets y diodos que el convertidor reductor. Para el caso de un convertidor de 4 fases un reductor tiene cuatro mosfets y cuatro diodos y un Full Bridge dieciseis mosfets y dieciseis diodos. Esto hace que el convertidor Full Bridge sea mas voluminoso y caro de fabricar que el convertidor Reductor.

4.4 Convertidor Dual Active Bridge (DAB)

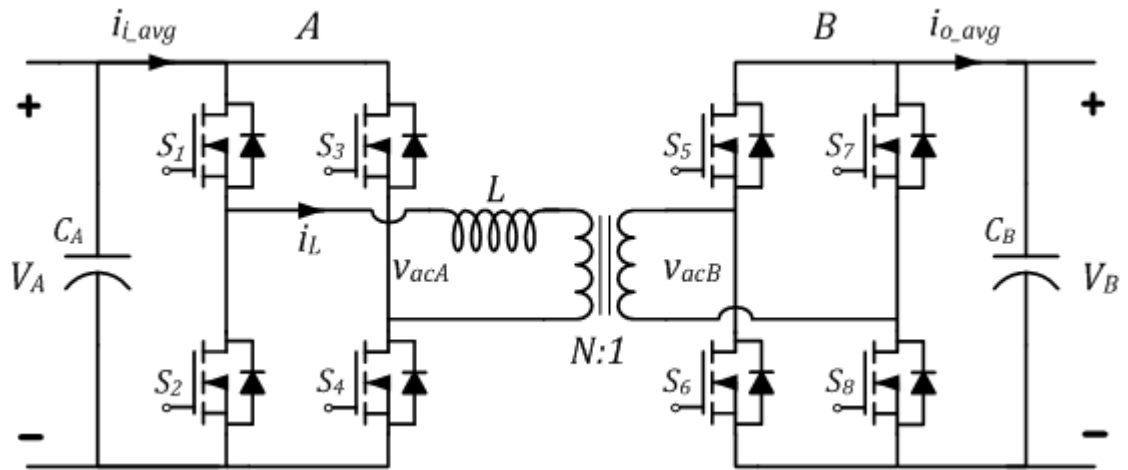


Figura 4.64: Convertidor DAB.

En este apartado se va a estudiar el convertidor DAB y su aplicación a emuladores de pilas de combustible. Primero se comienza explicando el funcionamiento del convertidor, del control y del modulador.

Después se muestra un diseño de un convertidor DAB monofásico con el modelo dinámico de la pila de combustible tipo PEM y posteriormente se ha diseñado un convertidor DAB de cuatro fases con el modelo dinámico de la pila de combustible tipo PEM.

Al final de la sección se aportan unas conclusiones sobre el DAB y su aplicación a emuladores de pilas de combustible tipo PEM.

4.4.1 Funcionamiento DAB

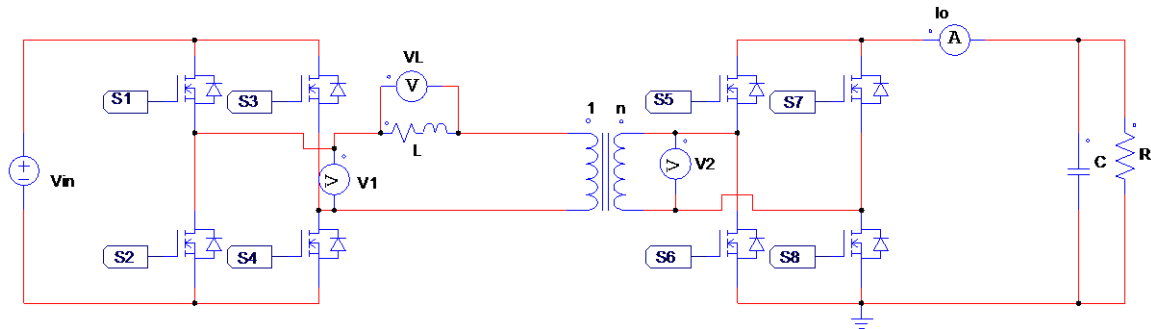


Figura 4.65: Convertidor Dual Active Bridge

El convertidor Dual Active Bridge funciona de una manera completamente distinta del resto de convertidores estudiados en este trabajo. El control del convertidor DAB se realiza mediante el uso de una modulación por desplazamiento de fase tal como se indica en [20]. El convertidor se controla variando el desfase entre el primer y segundo puente manteniendo la frecuencia constante y el ciclo de trabajo constante e igual a 0,5.

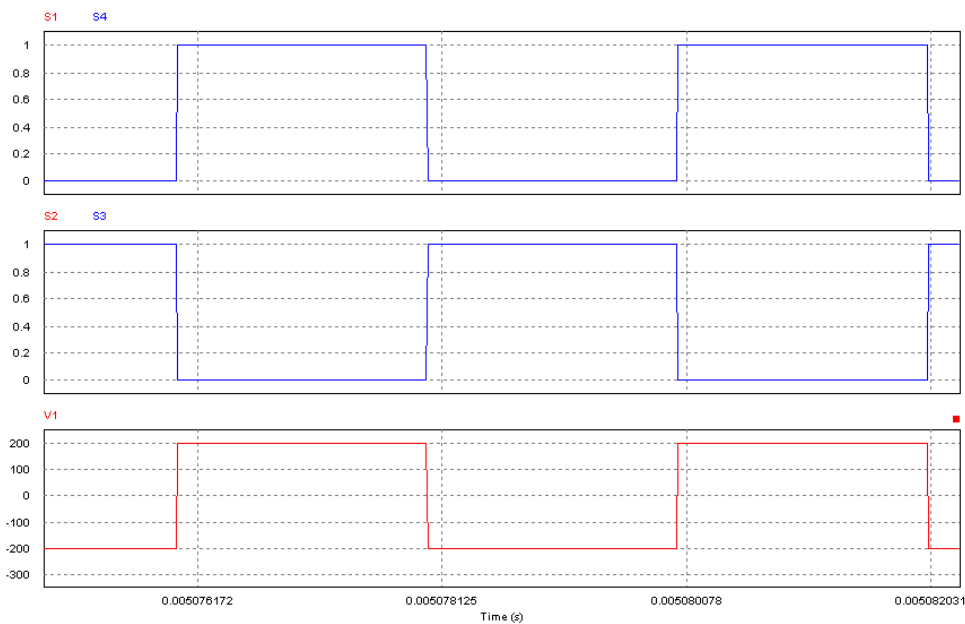


Figura 4.66: Principales señales en el primer puente del convertidor DAB.

En la Figura 4.66 se observan los disparos del primer puente del convertidor DAB y la tensión en el primer puente del convertidor. En la Figura 4.67 se observan los disparos del segundo puente de mosfets y la tensión en el segundo puente del convertidor.

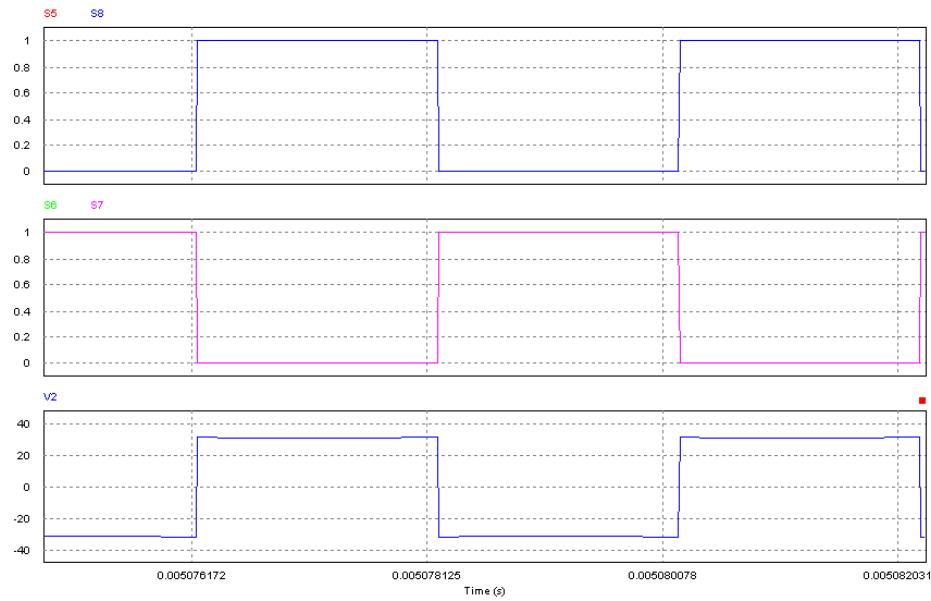


Figura 4.67: Principales señales en el segundo puente del convertidor DAB.

En la Figura 4.68 se observa la tensión en cada puente del DAB y la tensión que se induce en la bobina.

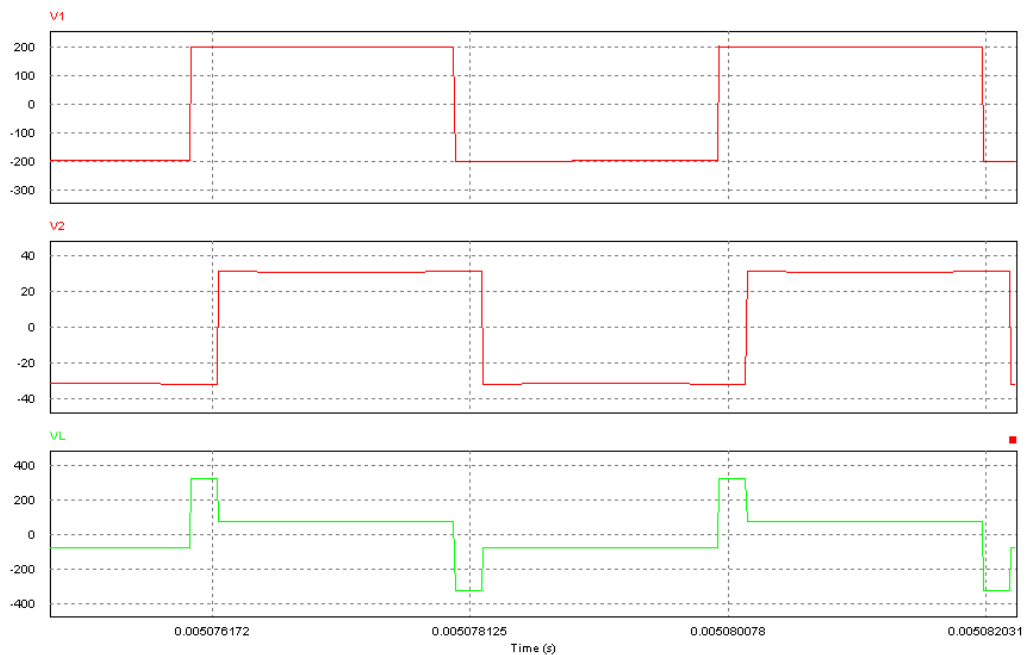


Figura 4.68: Señales de tensión en los puentes y en la bobina del convertidor DAB.

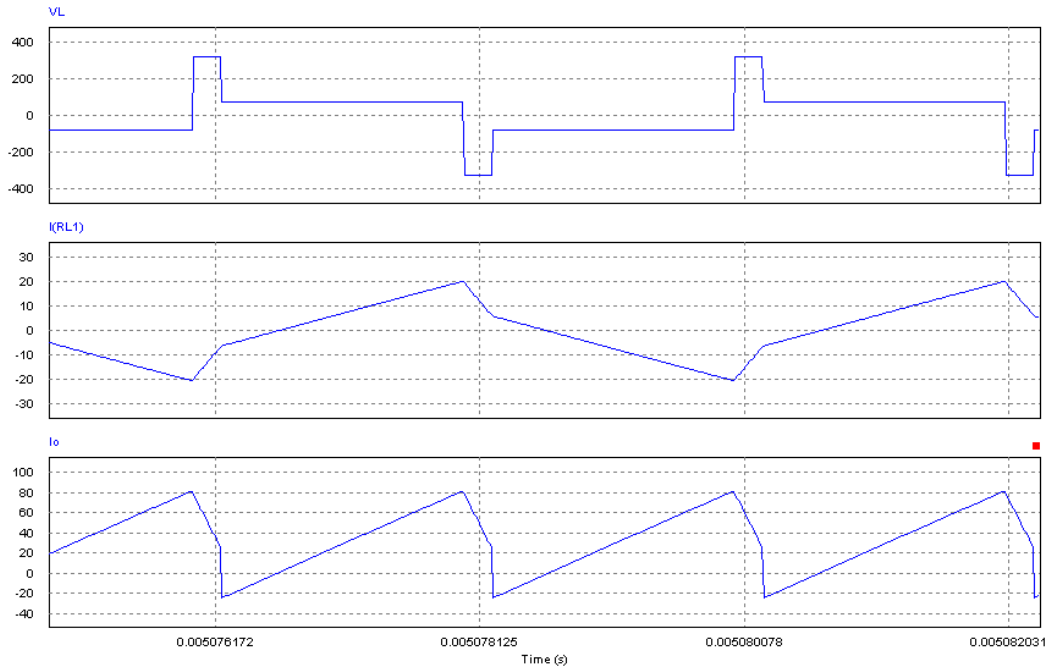


Figura 4.69: Principales señales en el convertidor DAB.

En la Figura 4.69 se observa tensión que se induce en la bobina, la corriente por la bobina del convertidor y la corriente que se inyecta al conjunto del condensador de filtro y carga.

Tal como se observa en la Figura 4.69, el funcionamiento del DAB es el siguiente: al variar el desfase entre ambos puentes del convertidor se varía la tensión que se le aplica a la bobina. La corriente en la bobina depende directamente de la tensión en función de la ecuación diferencial de la bobina:

$$i(t) = i(0) + \frac{1}{L} \int VL(t)dt \quad (29)$$

Como consecuencia de esta dependencia al aumentar el desfase entre los puentes aumenta la corriente eficaz por la bobina.

El resultado final del control por desplazamiento de fase en el convertidor DAB es que al aumentar el desfase aumenta la potencia que inyecta el convertidor a la carga.

Modelo en pequeña señal del DAB

Todas las expresiones expuestas a continuación se han obtenido de [20].

Función de transferencia de corriente de salida frente al desfase:

$$G_{id} = \frac{\hat{i}_o}{\hat{d}} = \frac{Vin(1 - 2 \cdot |d|)}{L \cdot n \cdot f} \quad (30)$$

Función de transferencia de voltaje de salida frente a corriente de salida:

$$Z_o = \frac{\widehat{v_o}}{\widehat{i_o}} = \frac{R}{RCs + 1} \quad (31)$$

Función de transferencia de voltaje de salida respecto al desfase:

$$G_{vd} = \frac{\widehat{v_o}}{\widehat{d}} = G_{id} \cdot Z_o = \frac{V_{in} \cdot (1 - 2d)}{L \cdot n \cdot f} \left(\frac{R}{RCs + 1} \right) \quad (32)$$

Siendo n la relación del transformador 1:n.

De las ecuaciones anteriores se deduce gran parte del comportamiento del convertidor. En función del ciclo de trabajo (desfase) del convertidor se inyecta más o menos corriente a la carga, la tensión de salida es el producto de la corriente por la impedancia de salida.

Como era de esperar la ganancia del convertidor depende de la tensión de entrada y de la relación de transformación del transformador, pero también depende del valor de la bobina, de la resistencia, de la frecuencia e incluso del desfase.

Otra característica importante del DAB es que es un convertidor de primer orden donde el polo lo introduce el filtro paso bajo formado por el condensador de salida y la carga, esto hace que sea un convertidor fácil de regular para un punto fijo de trabajo.

Control en modo tensión:

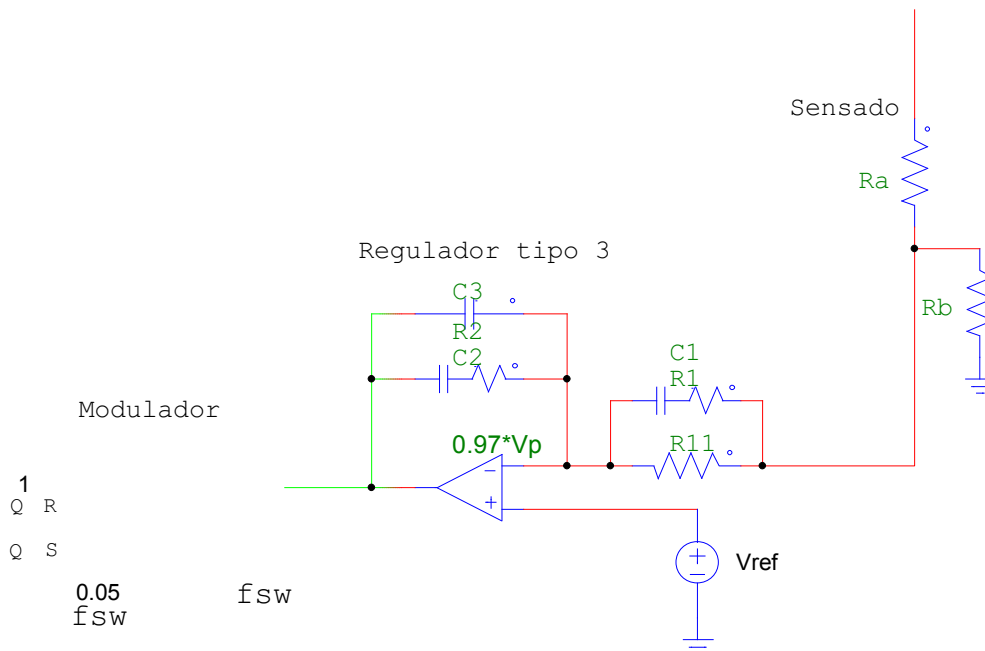


Figura 4.70: Esquema en Psim del control en modo tensión.

El control de modo tensión funciona de la siguiente manera:

- I. Se sensa la tensión de salida del convertidor
- II. Se compara esa tensión de salida con una tensión de referencia
- III. Se introduce la señal de error (Tensión de salida-Tensión de referencia) en el regulador.
- IV. Se introduce la señal de salida del regulador en el modulador para producir el disparo de los mosfets de los puentes.

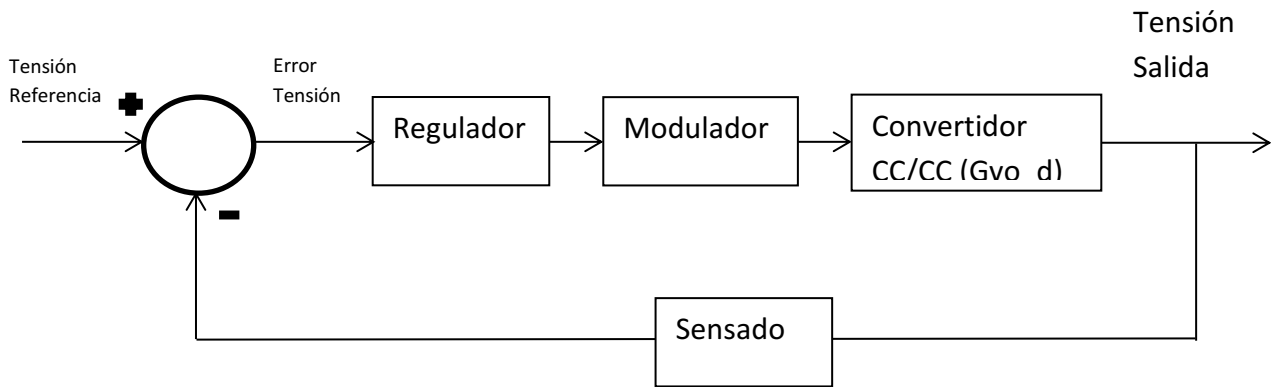


Figura 4.71: Diagrama bloques control en modo tensión.

Sensado de tensión:

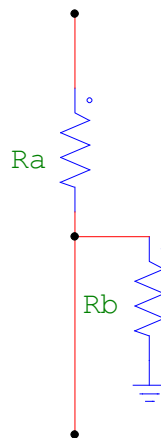


Figura 4.72: Esquema sensado en Psim

El sensado de la tensión de salida que se ha utilizado en el desarrollo del convertidor DAB está compuesto por un divisor resistivo. Las resistencias de este divisor tienen la finalidad de convertir los niveles de tensión de la etapa de potencia a los niveles de tensión de la etapa de control. La ganancia del sensado se ha calculado así:

$$Ganancia_{sensado} = \frac{V_{referencia}}{V_o} = \frac{2,5V}{43V} = 0,05813 \quad (33)$$

La tensión de referencia que se ha utilizado para el desarrollo del DAB ha sido 2,5V.

Modulador DAB:

El modulador del DAB genera una señal para cada interruptor de cada uno de los 2 puentes de mosfets. El control por fase desplazada viene dado por el desfase existente entre ambos puentes de mosfets, el convertidor funciona siempre con la misma frecuencia y con un ciclo de trabajo constante e igual a 0,5.

Al modulador le entra pues una señal que varía entre -1 y 1 y este genera un desfase entre -180° y 180° . A partir de ahora y para los efectos de este trabajo esta señal se llamara desfase (d).

El rango de variación del desplazamiento de la fase entre el primer y segundo puente es -180° y $+180^\circ$, dentro de ese rango solo es capaz de dar potencia positiva en la franja entre 0 y 180° y la potencia es creciente con el desfase entre 0 y 90° o lo que es lo mismo con un desfase entre 0 y 0,5.

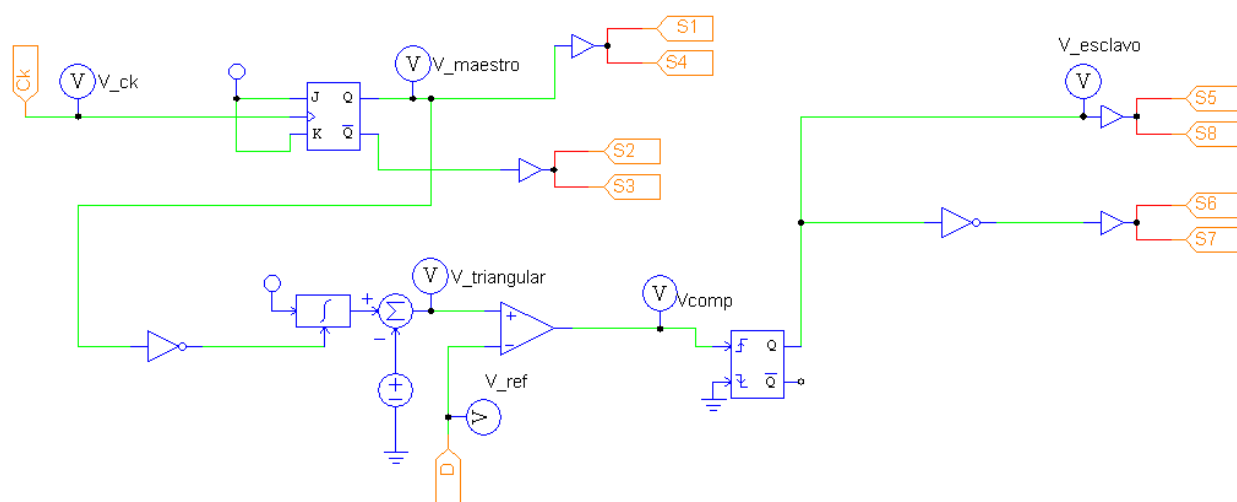


Figura 4.73: Modulador del convertidor DAB.

El funcionamiento del modulador es el siguiente:

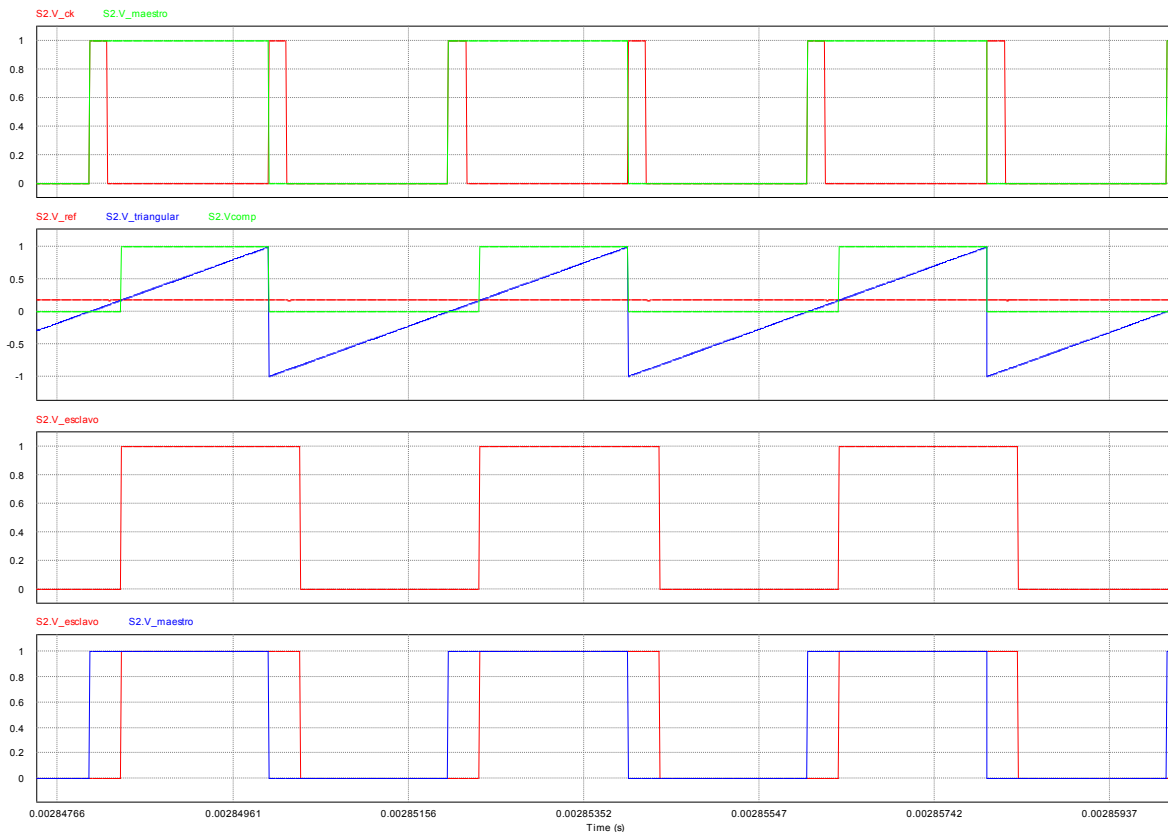


Figura 4.74: Señales en el modulador del convertidor DAB.

En la Figura 4.74 se observa el funcionamiento del modulador del DAB:

- En cada ciclo de reloj (V_{ck}) el modulador produce los disparos de los mosfets del primer puente ($V_{maestro}$).
- Los disparos del primer puente se retrasan en función del desfase (V_{ref}) dando lugar a la señal del comparador (V_{comp}).
- La señal del comparador (V_{comp}) inicia el disparo de los mosfets del segundo puente ($V_{esclavo}$)

El resultado del proceso es que el disparo de los mosfets del secundario ($V_{esclavo}$) está desfasado con respecto al disparo de los mosfets del primer puente ($V_{maestro}$).

4.4.2 Convertidor DAB monofásico

Para el diseño de un DAB monofásico se eligieron los siguientes componentes:

- $L=5\mu H$
- $C=60\mu F$
- $R_l=1\text{ m}\Omega$
- $V_{in}=200V$
- Relación de transformación 0,25

Teniendo en cuenta (36) se ha aumentado el valor de la tensión de entrada, se ha disminuido el valor de la inductancia y se ha añadido una relación de transformación distinta con respecto a los otros convertidores monofásicos expuestos para aumentar la ganancia de la fdt de la planta de tensión.

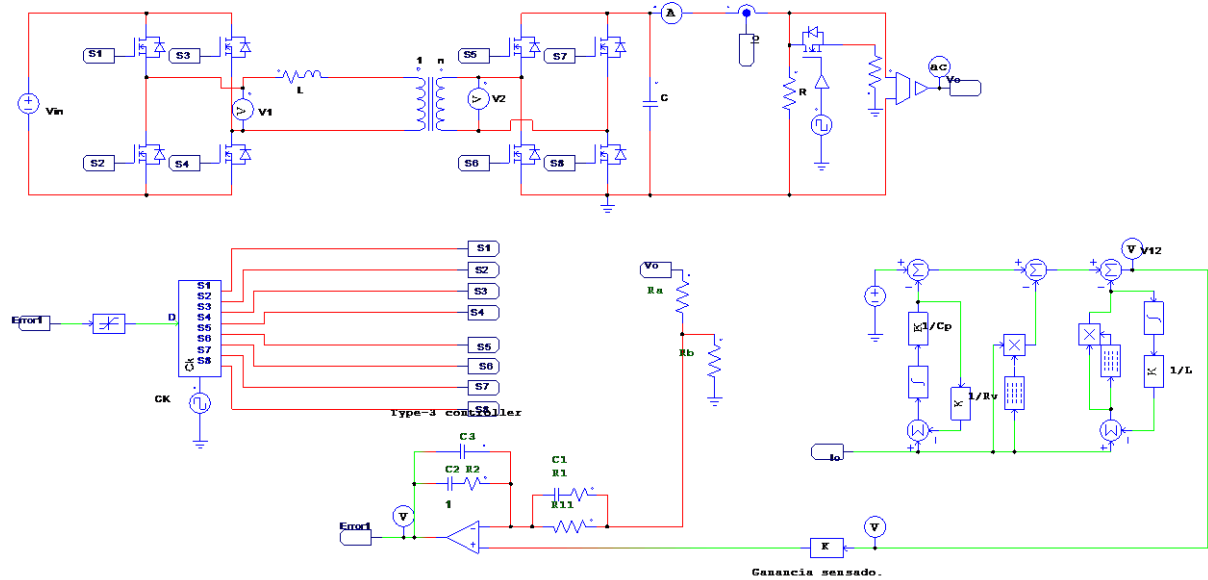


Figura 4.75: Esquemático en Psim convertidor DAB monofásico con modelo dinámico de la pila de combustible PEM.

Modelo promediado del convertidor DAB

A continuación, se indica el valor medio de corriente de salida:

$$\bar{I}_O = V_{in} \cdot m = \frac{V_{in} \cdot d(1-d)}{L \cdot n \cdot f} \quad (34)$$

Dónde:

$$m = \frac{d(1-d)}{L \cdot n \cdot f} \quad (35)$$

La manera de conseguir la fdt de la planta de tensión es perturbando el ciclo de trabajo y midiendo como afectan estas perturbaciones a la tensión de salida. El modelo promediado se construye como se indica en [20].

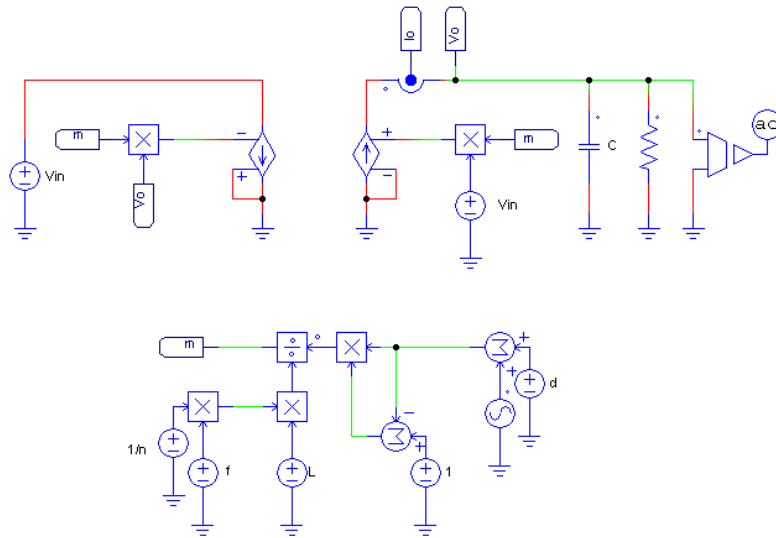


Figura 4.76: Modelo promediado convertidor DAB monofásico.

En la Figura 4.76 se observa la función de transferencia de tensión de salida respecto a ciclo de trabajo para el DAB.

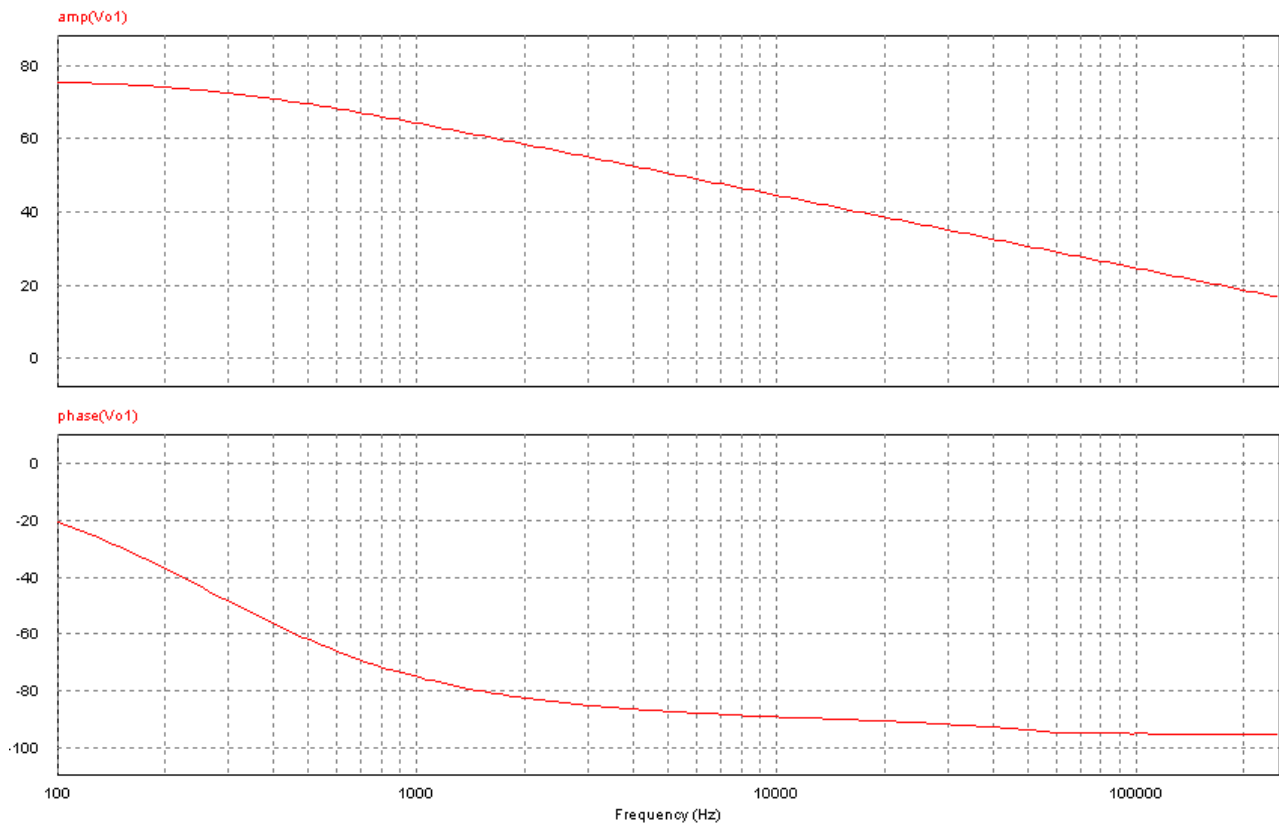


Figura 4.77: Respuesta en frecuencia convertidor DAB monofásico.

Esta función de transferencia tiene un polo simple a aproximadamente 250Hz y una ganancia a baja frecuencia de 75dB.

El convertidor DAB se diferencia del convertidor reductor y del convertidor Full Bridge en que tiene una función de transferencia de primer orden. Esto es debido a que la función de transferencia de corriente de salida frente a desfase es constante y a que el filtro de salida está formado por un condensador, el cual introduce el polo correspondiente.

El control que se implementó en el DAB es un control en modo tensión con los siguientes valores:

- Ganancia sensado tensión: 0,05813
- Frecuencia de corte: 50kHz
- Margen de fase: 55º
- Kplus: 8

Valores de los componentes del regulador de tensión.

- $R1 = 2.02956k \text{ Ohm}$
- $C1 = 2.11685n \text{ F}$
- $C3 = 5.40943n \text{ F}$
- $R2 = 955.41 \text{ Ohm}$
- $C2 = 26.6533n \text{ F}$
- $V_{ref} = 2.5 \text{ V}$
- $V_p = 450m \text{ V}$
- $R11 = 10k \text{ Ohm}$

Valores de las resistencias del sensado de tensión.

- $R_a = 1.38108k \text{ Ohm}$
- $R_b = 85.2515 \text{ Ohm}$

Respuesta dinámica del convertidor DAB monofásico con modelo completo de pila de combustible PEM:

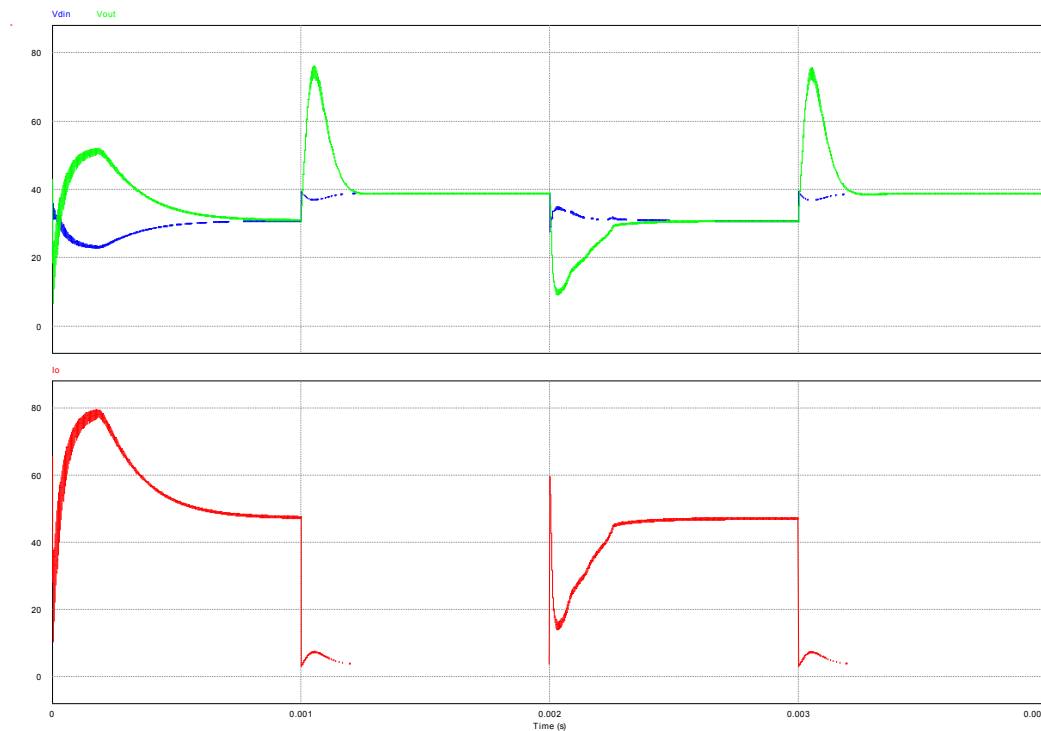


Figura 4.78: Respuesta dinámica convertidor DAB monofásico con modelo dinámico de la pila de combustible PEM.

En la Figura 4.78 se observa una simulación en la cual un interruptor conmuta las resistencias de carga a 500 Hz para obtener unos escalones de carga de entre 150W y 1200W.

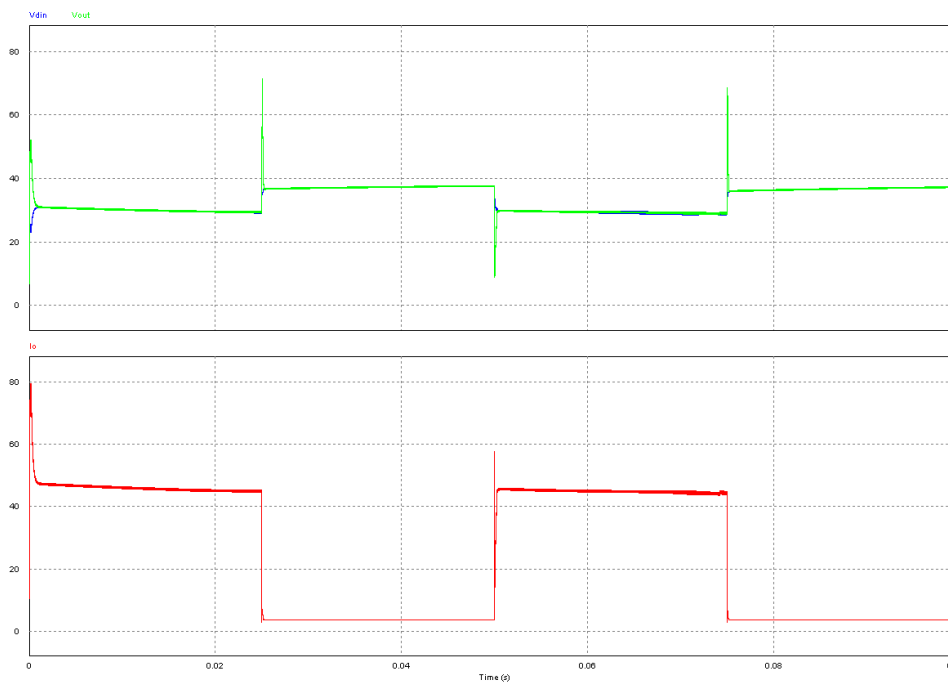


Figura 4.79 Respuesta dinámica convertidor DAB monofásico con modelo dinámico de la pila de combustible PEM II.

Se puede observar como a pesar de tener magnéticos mas pequeños la respuesta dinámica del DAB presenta mayores sobreoscilaciones y mayores tiempos de estabilización que los otros convertidores estudiados, además de tener unos rizados superiores.

Esta respuesta dinámica del convertidor DAB se puede deber a que la ganancia del convertidor depende del desplazamiento, al aumentar mucho el desfase la ganancia de la planta cae mucho llegando a ser cercana a cero. Al caer la ganancia del convertidor el regulador tiene que dar mucha ganancia y tarda más en llegar al estado estacionario pudiendo incluso saturar.

4.4.3 Convertidor DAB multifásico

Para el desarrollo del convertidor DAB multifásico se han elegido 4 fases y la misma tensión de entrada y valor del condensador que el resto de los convertidores, el valor de la bobina y del transformador se han seleccionado para dar suficiente ganancia a la fdt de la planta del convertidor.

- $V_{in} = 50V$
- 4 fases
- $C = 60\mu F$
- $L = 5\mu H$
- $R_L = 100m\Omega$
- Transformador 3:1

Ecualización natural en el convertidor DAB:

Se sometió al convertidor DAB de 4 fases a una potencia de 1200W con los componentes indicados anteriormente y se introdujeron las siguientes asimetrías en las bobinas de las fases:

- $L_1 = 5\mu H$
- $L_2 = 5,5\mu H$
- $L_3 = 6\mu H$
- $L_4 = 4,5\mu H$

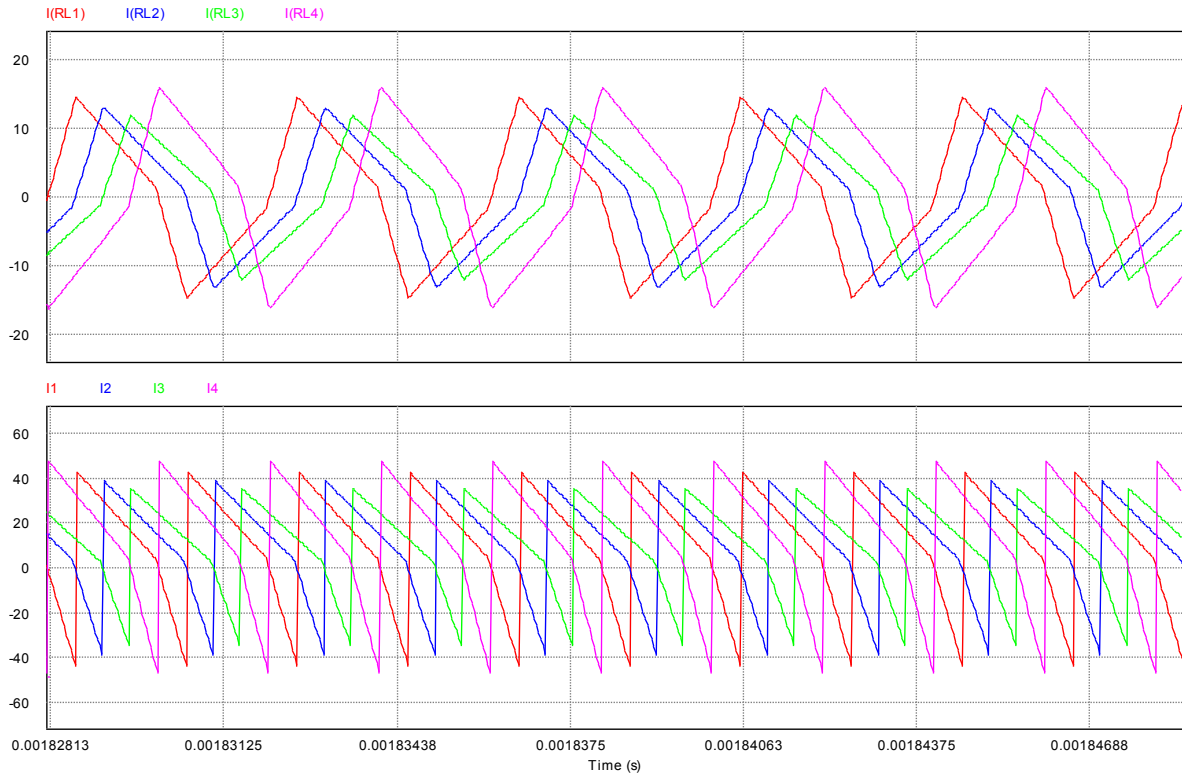


Figura 4.80: Asimetrías en las fases del convertidor DAB multifásico.

En la parte superior de la Figura 4.80 se muestran las corrientes por las bobinas de cada fase y en la parte inferior las corrientes que inyecta cada fase al condensador y la carga.

Se puede ver como a pesar de la alteración de los valores de las bobinas de las fases el reparto de corriente entre las fases no ha variado excesivamente. Se puede concluir que el convertidor DAB posee ecualización natural.

Modelo promediado del DAB multifásico:

El modelo promediado del convertidor DAB multifásico se ha construido como se indica en [20]. La manera de actuar con el DAB multifásico fue la misma que con el DAB de una fase, se perturba el ciclo de trabajo y se mide la perturbación en la tensión de salida, la diferencia es que ahora hay cuatro fases y por tanto cuatro funciones m :

$$m = \frac{d(1-d)}{L \cdot n \cdot f} \quad (36)$$

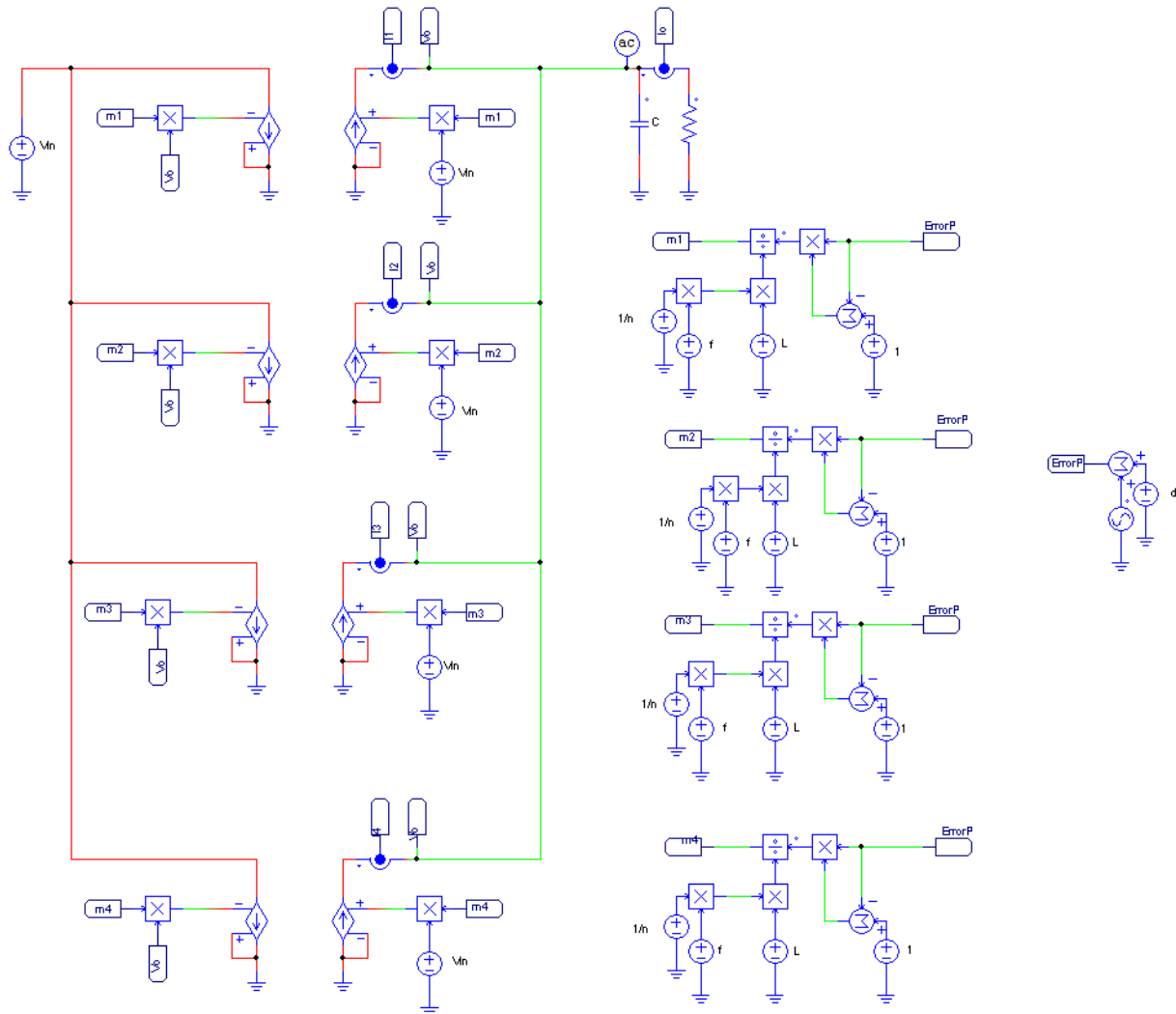


Figura 4.81: Modelo promediado convertidor DAB multifásico

La respuesta en frecuencia que se obtuvo fue la que se muestra en la Figura 4.82.

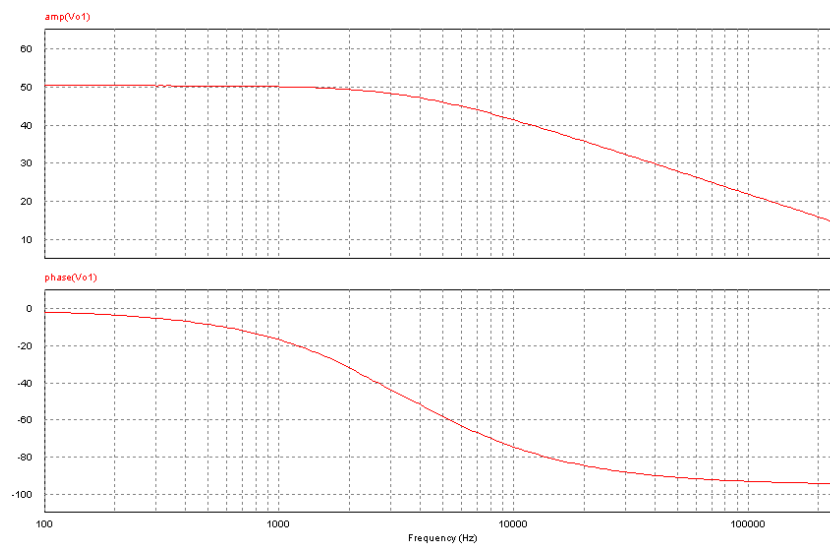


Figura 4.82: Respuesta en frecuencia convertidor DAB multifásico.

La función de transferencia del DAB cuatrfásico tiene 50 dB de ganancia a bajas frecuencias y un polo simple a 3 kHz.

A pesar de tener los mismos magnéticos que el monofásico la respuesta en frecuencia del DAB multifásico ha cambiado mucho, el polo que introduce el condensador ha sido desplazado a frecuencias superiores lo cual permite obtener reguladores más rápidos.

Dado que no es necesario un control de ecualización, ni lazos internos de corriente, el control implementado en el convertidor DAB es un control en modo tensión cuyos valores son:

- Ganancia sensado tensión: 0,05813
- Frecuencia de corte: 100kHz
- Margen de fase: 55
- Kplus: 1

Valores de los componentes del regulador de tensión.

- $R1 = 3.99561\text{k Ohm}$
- $C1 = 113.718\text{p F}$
- $C3 = 135.222\text{p F}$
- $R2 = 4.70278\text{k Ohm}$
- $C2 = 338.427\text{p F}$
- $V_{ref} = 2.5\text{ V}$
- $V_p = 450\text{m V}$
- $R11 = 10\text{k Ohm}$

Valores de los componentes del sensado de tensión:

- $R_a = 3.69589\text{k Ohm}$
- $R_b = 228.141\text{ Ohm}$

Esquemático del convertidor DAB multifásico:

Etapas de potencia:

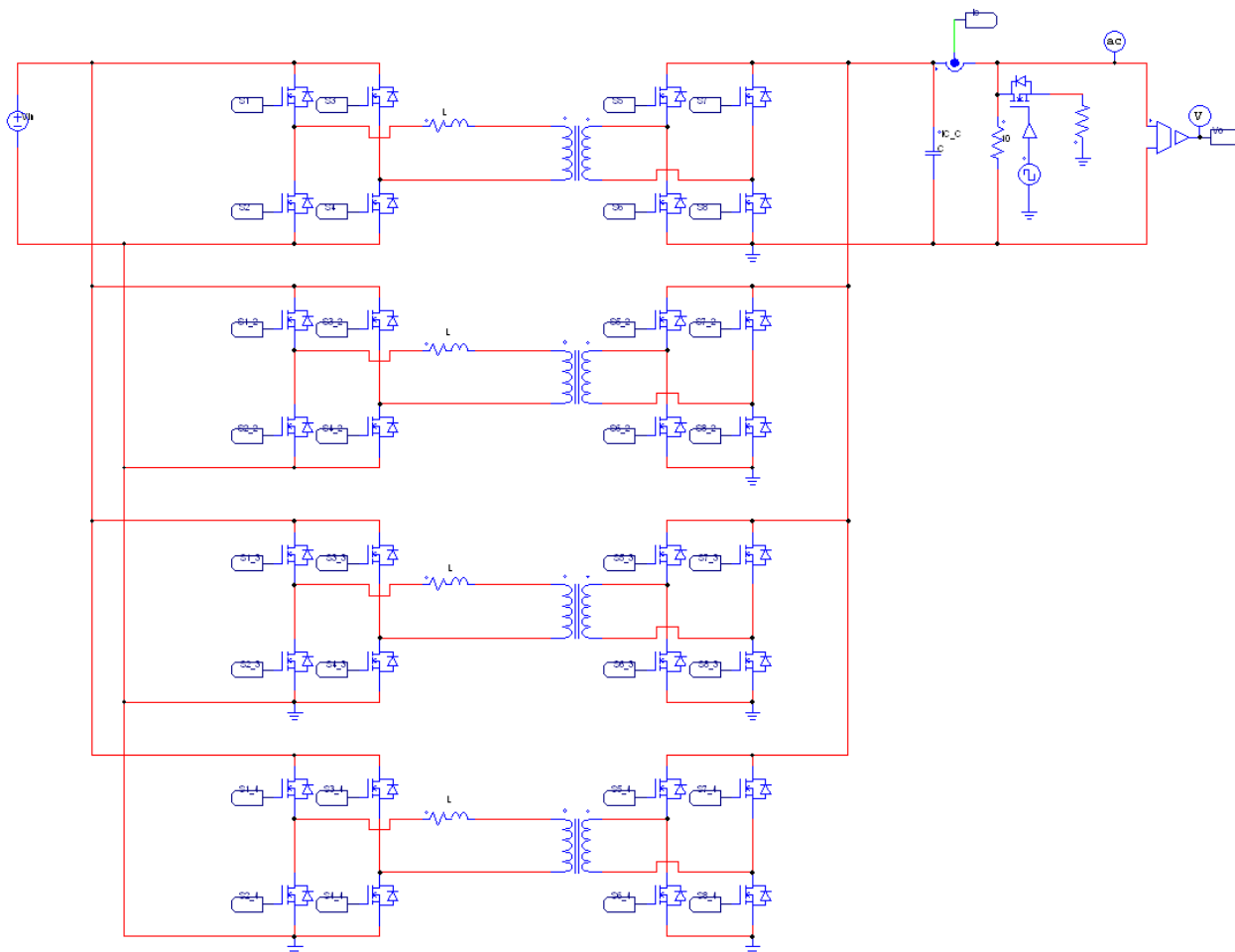


Figura 4.83: Esquemático etapa de potencia convertidor DAB multifásico

Etapa de control:

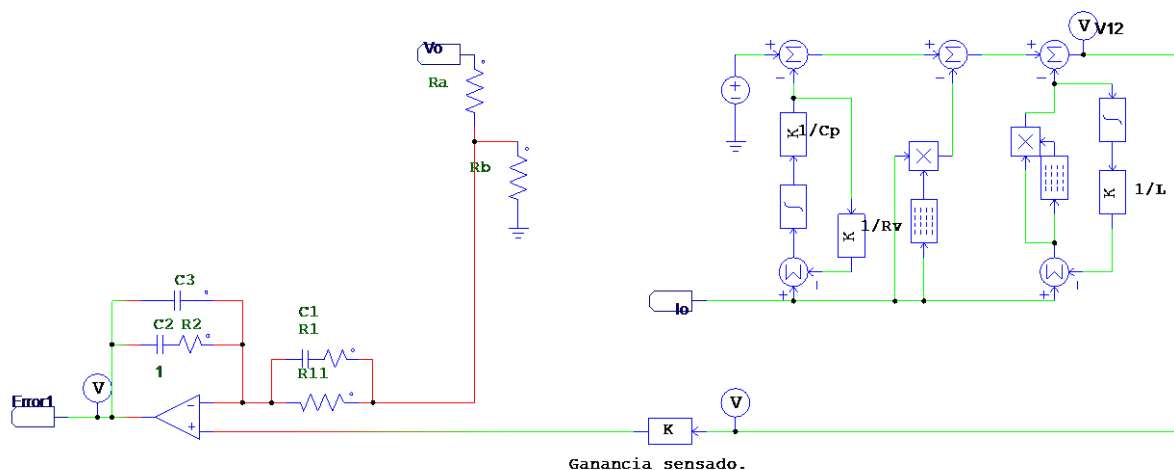


Figura 4.84: Esquemático etapa de control convertidor DAB multifásico con modelo de pila de combustible tipo PEM.

Moduladores:

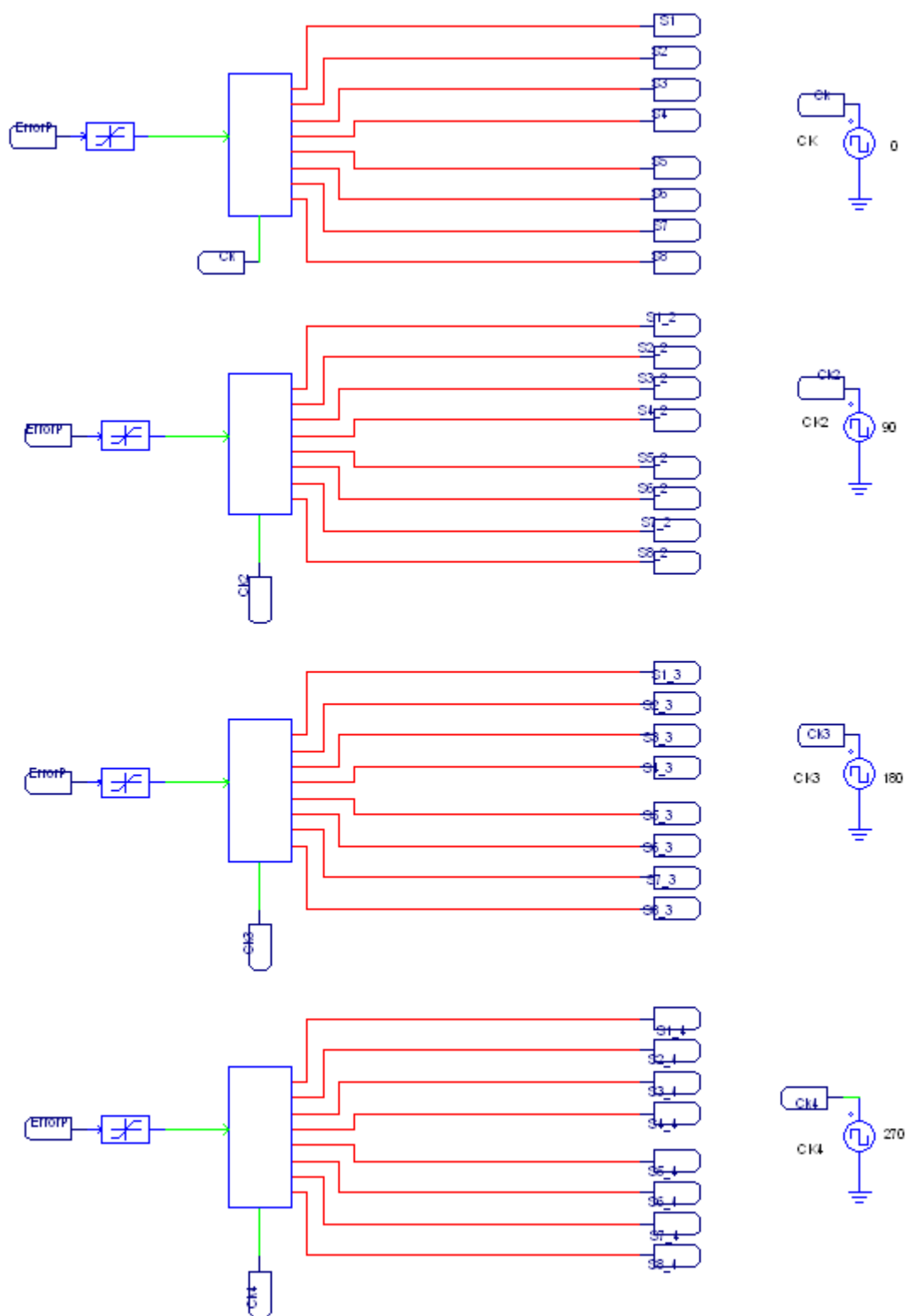


Figura 4.85: Esquemático moduladores convertidor DAB multifásico.

Los relojes de los moduladores de las fases están desfasados 90° para que los rizados de salida disminuyan.

Desfase de los relojes y corrientes por las bobinas:

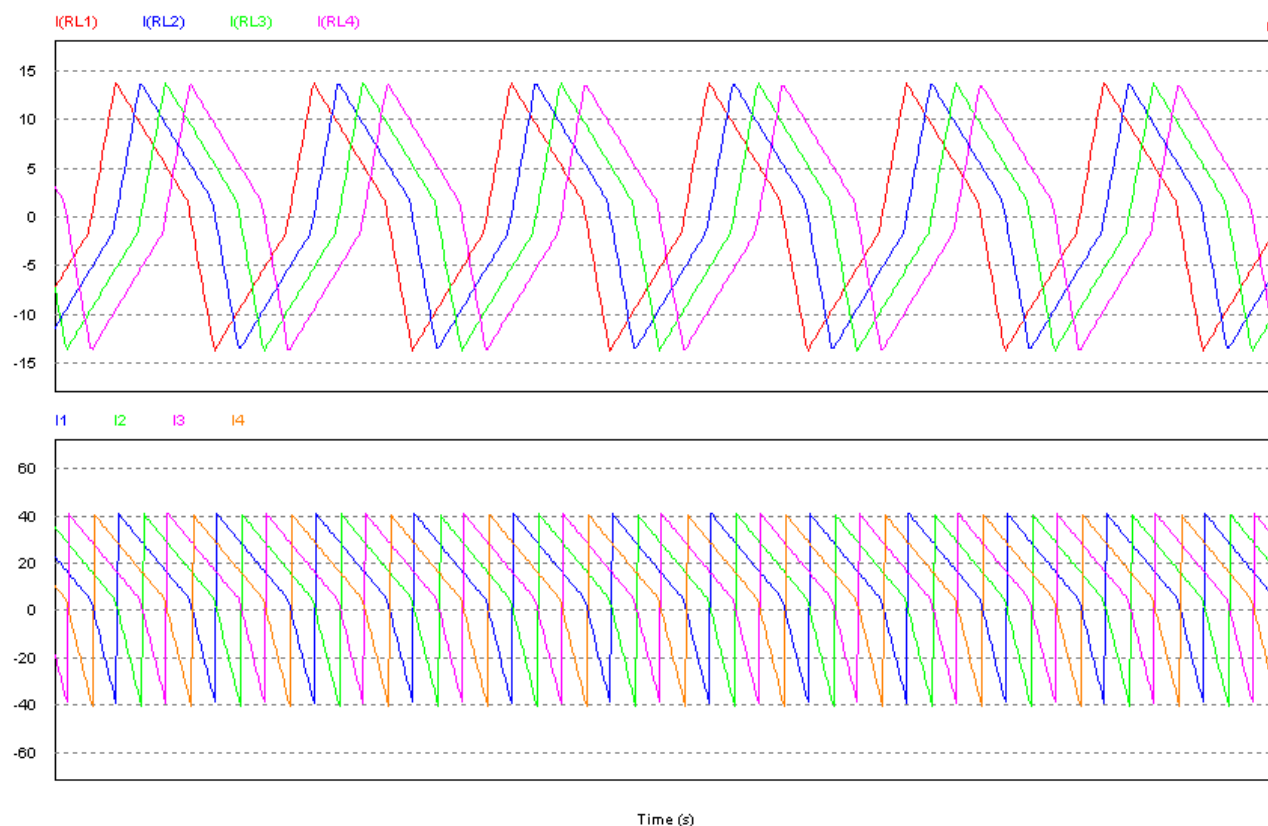


Figura 4.86: Corrientes por las bobinas y corrientes de fase por el convertidor DAB multifásico.

En la Figura 4.86 se observa en la parte superior las corrientes por las bobinas y en la parte inferior las corrientes que inyecta cada fase a la carga. Al desfasar los relojes de los moduladores, las corrientes en las bobinas quedan desfasadas entre 0° y 180° y las corrientes rectificadas están desfasadas entre 0° y 360° . Para que las corrientes inyectadas en la carga estén correctamente desfasadas las corrientes en las bobinas tienen que estar desfasadas entre 0° y 180° .

Respuesta dinámica del DAB multifásico con modelo completo de pila de combustible PEM:

En la imagen siguiente se observa la respuesta dinámica del DAB para un escalón de carga de entre 1200W y 150W que conmuta a 1000Hz.

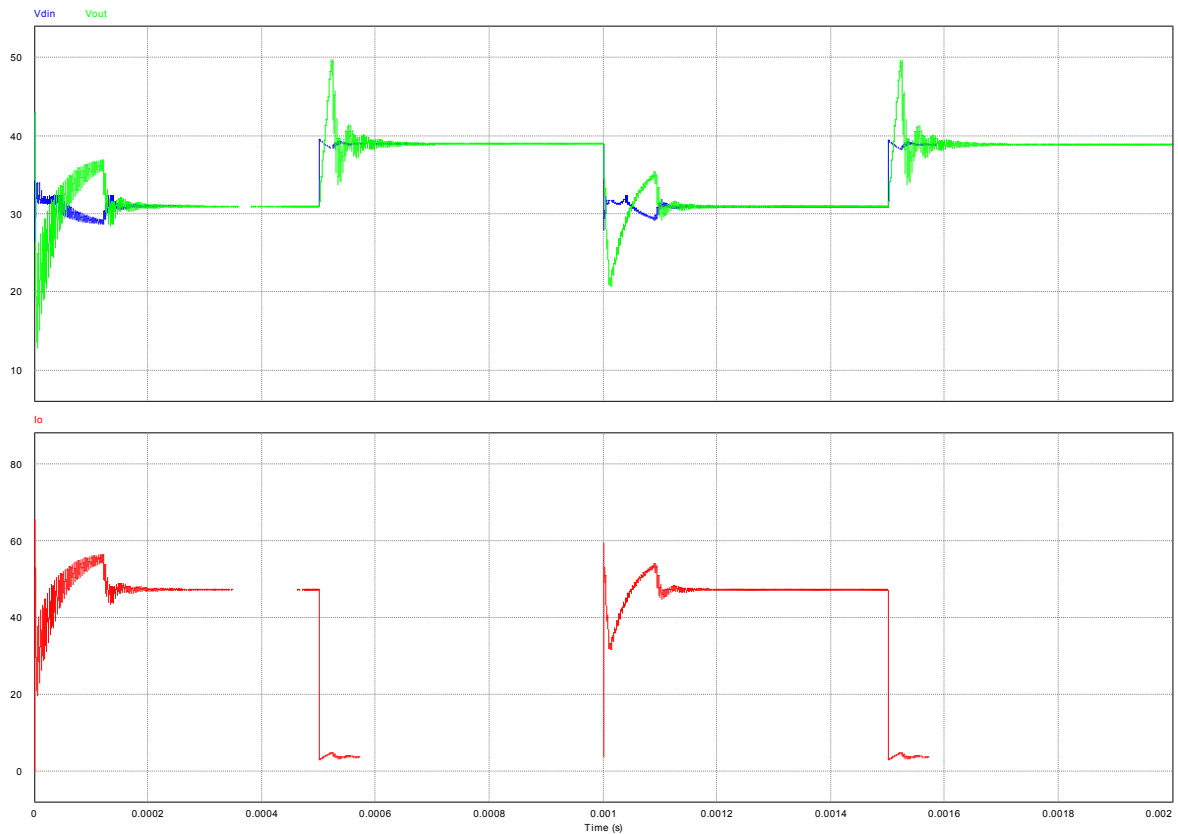


Figura 4.87: Respuesta dinámica convertidor DAB multifásico con modelo dinámico de pila de combustible tipo PEM.

Al poner más fases la respuesta del DAB ha mejorado pero sigue teniendo peor respuesta dinámica que el resto de los convertidores debido a: Grandes sobreoscilaciones que hacen que haya errores instantáneos en los transitorios muy altos y un aumento significativo de los rizados en los transitorios.

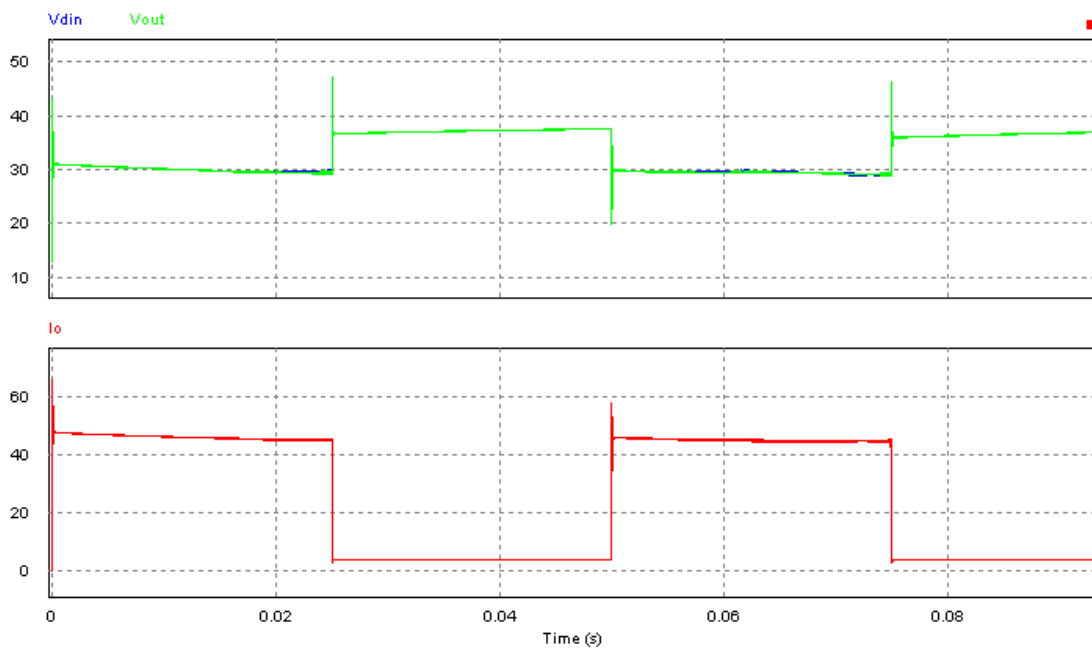


Figura 4.88: Respuesta dinámica del convertidor DAB multifásico con modelo dinámico de pila de combustible tipo PEM.

A pesar de que el tiempo de estabilización del dual active bridge sea aproximadamente igual que en las otras topologías, sus oscilaciones y rizados hacen que el DAB no sea el convertidor más apropiado para esta aplicación, al menos en el diseño descrito, con un solo lazo de tensión.

4.4.4 Conclusiones del DAB

El convertidor DAB tiene una gran ventaja sobre el resto de convertidores, su ecualización natural. Esto permite hacer un control más simple, sin lazo de corriente y sin control de ecualización.

La planta de tensión del convertidor DAB es de primer orden, esto hace que el convertidor sea más fácil de controlar, aunque puede ser más lento y presentar los polos a menores frecuencias.

El convertidor DAB tiene una otra ventaja sobre el convertidor Reductor, el aislamiento galvánico.

Esta topología de potencia es la más cara de las estudiadas en este trabajo ya que tiene ocho mosfets por fase lo cual hace que su precio se dispare al añadir fases, además de aumentar el tamaño del convertidor.

Durante el desarrollo de este trabajo no se ha obtenido un DAB que funcione bien con variaciones grandes de carga. Esto puede deberse a que la ganancia de la función de transferencia G_{vd} no solo depende de la carga sino también del ciclo de trabajo, también al tipo de control y reguladores implementados.

En trabajos futuros se debe realizar un análisis más profundo del funcionamiento del convertidor DAB, comprender mejor sus problemas al trabajar con amplios rangos de trabajo y desarrollar controles más avanzados para este convertidor.

4.5 Conclusiones sobre la topología de potencia:

A continuación, se muestran las respuestas dinámicas de los convertidores de 4 fases diseñados anteriormente para saltos de carga de entre 1200W y 150W conmutando a 1kHz:

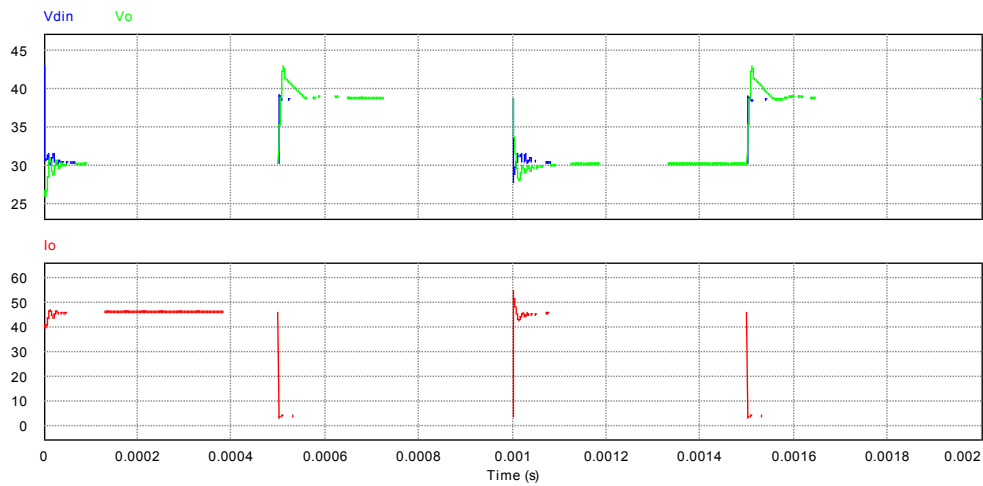


Figura 4.89: Respuesta dinámica convertidor Reductor de 4 fases con $L=10\mu\text{H}$ y $C=60\mu\text{H}$.

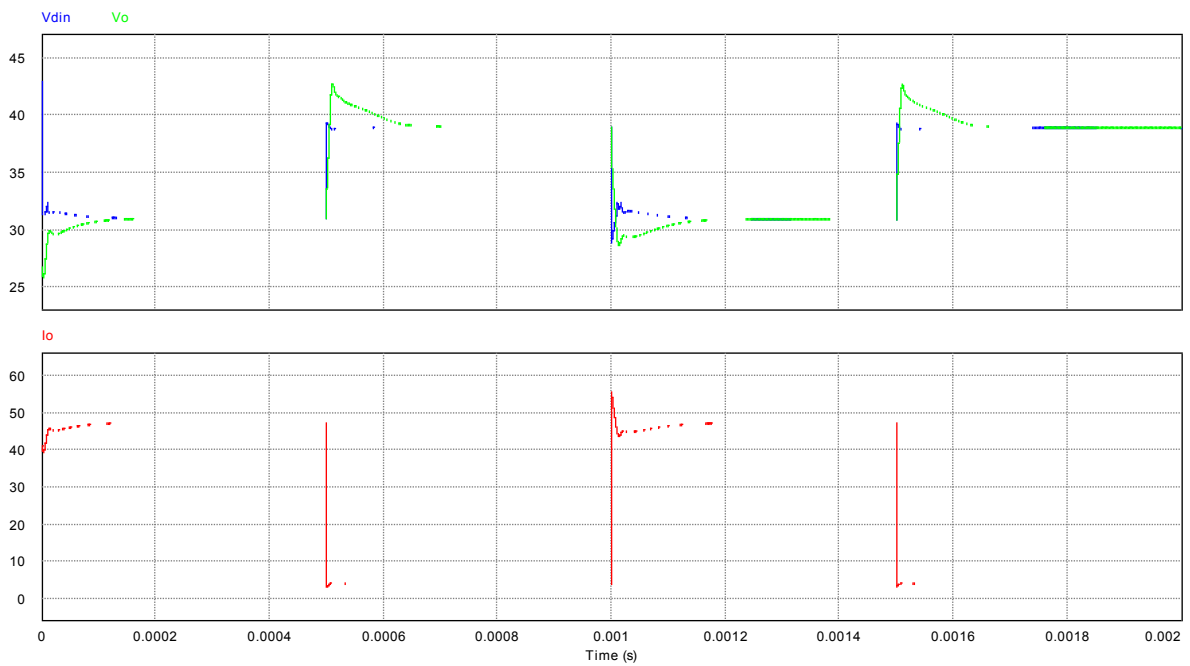


Figura 4.90: Respuesta dinámica convertidor Full Bridge de 4 fases con $L=10\mu\text{H}$ $C=60\mu\text{H}$ y transformador 1:1:

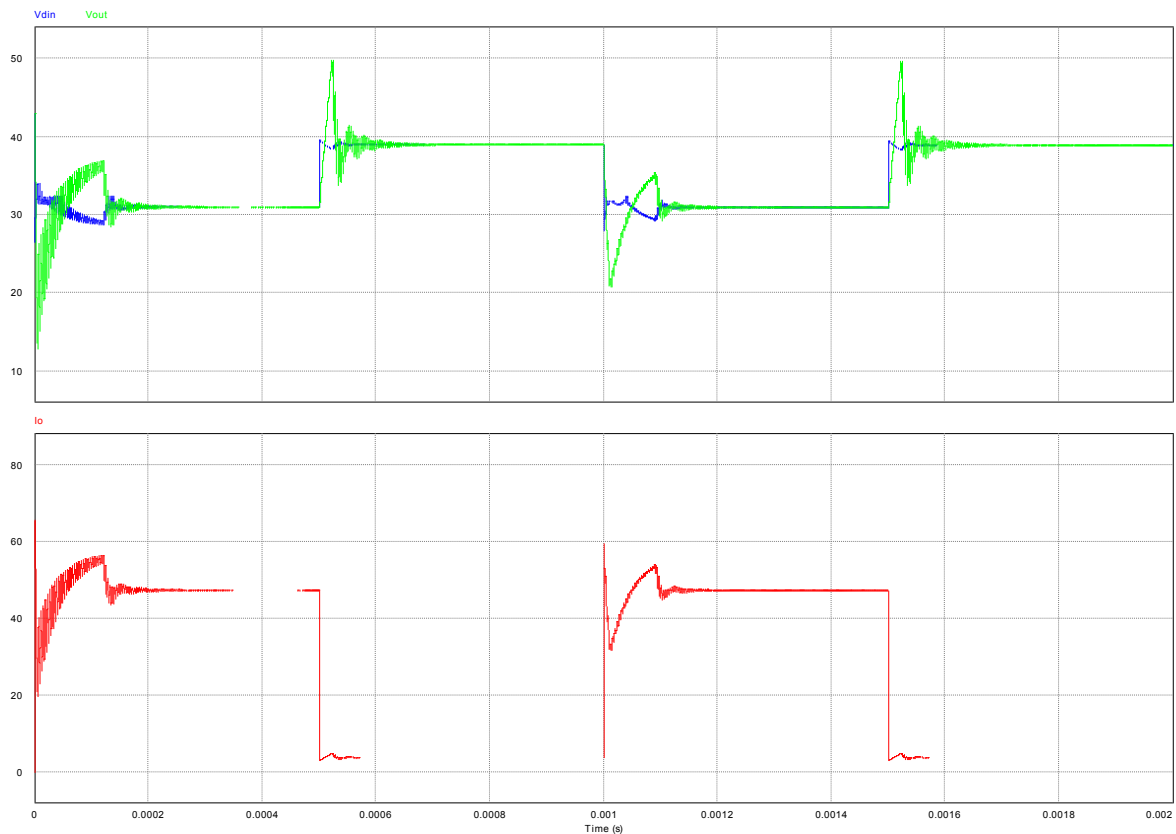


Figura 4.91: Respuesta dinámica convertidor DAB 4 fases con $L=5\mu H$ $C=60\mu F$ y transformador 3:1 .

En las imágenes anteriores se observa como a pesar de que el convertidor DAB tiene unos magnéticos más pequeños su respuesta dinámica es peor que los otros dos convertidores, aunque sus rizados no son muy grandes.

El convertidor Full Bridge y el convertidor reductor tienen una respuesta dinámica parecida pero el convertidor Full Bridge genera menores rizados de salida.

Conclusiones generales:

	Convertidor Reductor	Convertidor Full Bridge	Convertidor DAB
Respuesta dinámica	Buena	Buena	Regular
Ecualización natural	No	No	Si
Complejidad control	Complejo	Complejo	Simple

Número de Componentes	Medio	Alto	Alto
Tamaño convertidor	Medio	Alto	Alto
Rizado	Medios	Muy bajos	Bajos
Aislamiento galvánico	No	Si	Si

Tabla 4.3: Conclusiones topología de potencia.

Las ventajas del convertidor DAB son su ecualización natural y su control más simple, no obstante no se ha conseguido una respuesta dinámica buena del convertidor DAB, con lo cual el convertidor DAB queda descartado para esta aplicación, al menos con el control y regulador implementados.

El convertidor Full Bridge tiene el mismo modelo promediado que el reductor, debido a eso la respuesta dinámica de ambos convertidores es parecida.

El convertidor Full Bridge tiene dos grandes ventajas sobre el convertidor reductor:

- La primera ventaja es el aislamiento galvánico entre la entrada y la salida que aporta el transformador, junto con la posibilidad de alterar la ganancia del convertidor modificando la relación de transformación
- La segunda es que la frecuencia que ve el filtro es el doble de la frecuencia de conmutación luego sus rizados son la mitad.

La ventaja que ofrece el convertidor Reductor respecto a los otros dos convertidores es su simplicidad, esto hace que utilice 4 veces menos semiconductores y por tanto sea mucho más barato y compacto.

A la vista de estos resultados se puede asumir que el convertidor más óptimo para esta aplicación, si el aislamiento galvánico lo proporciona otra etapa, es el convertidor Reductor, esto se debe a que debido al número de fases de los convertidores, los rizados no son altos, con lo que no es necesario utilizar un convertidor Full Bridge.

Si no se pudiesen añadir tantas fases y los rizados fueran limitantes o si fuera necesario aislamiento galvánico en esta etapa la mejor opción para desarrollar un emulador sería un convertidor Full Bridge.



5 Diseño y selección de componentes para el convertidor reductor de 4 fases.

El capítulo 5 del presente proyecto está destinado al diseño y selección de componentes para el convertidor previamente elegido.

Se ha comenzado dimensionando los componentes magnéticos, una vez dimensionados se ha diseñado la bobina y se selecciona el condensador.

Para terminar el capítulo se han calculado los estreses en los semiconductores, se han seleccionado los mosfets y diodos y se han estimado sus pérdidas.

5.1 Diseño y selección de componentes magnéticos para convertidor reductor de 4 fases

5.1.1 Dimensionamiento de los componentes magnéticos

El método que se ha utilizado para el dimensionamiento de los magnéticos es el siguiente:

1 Elección de la tensión de entrada:

Sabiendo que el ciclo de trabajo máximo para el convertidor reductor es aproximadamente $d=0,9$ y que la tensión de salida es 43V

$$V_{in} = \frac{V_o}{d} = \frac{43}{0,9} = 47,7778V \quad (37)$$

Se seleccionó como tensión de entrada 50 V.

2 Elección del número de fases:

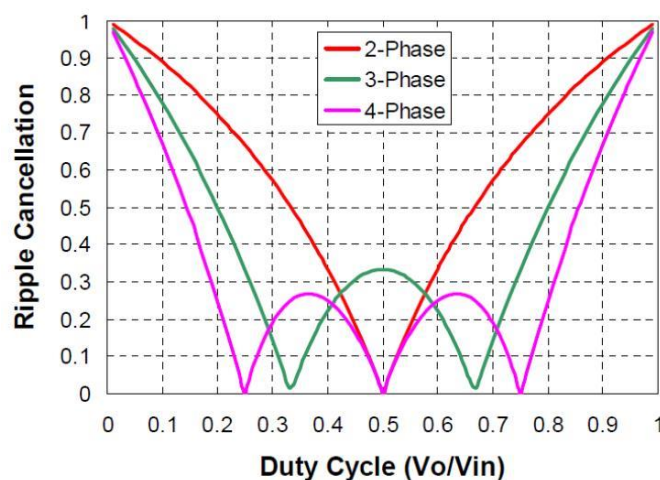


Figura 5.1: Disminución del rizado en función del ciclo de trabajo para un reductor multifásico.

Como se ha explicado anteriormente en el apartado 3.2 de este trabajo, al aumentar el número de fases disminuye la corriente de salida por cada convertidor, luego a priori es positivo aumentar el número de fases.

Sin embargo, al aumentar el número de fases entrelazadas la corriente por cada fase es disminuye, esto hace que las fases entren antes en MCD. Un factor limitante en el número de fases es por lo tanto la frontera entre MCC y MCD.

Otro factor limitante asociado al número de fases es el volumen del convertidor y el coste de los componentes.

A la vista de estos resultados, se ha elegido que el número de fases sea 4 ya que con 5 fases la frontera entre MCC-MCD ocurre antes y la disminución de los rizados no aumenta considerablemente con respecto a 4 fases.

3 Dimensionamiento de la bobina para MCD=25%

Para la elección de la bobina se han reducido los tamaños de las inductancias, con el fin de que el convertidor solo funcione durante el 25% de la potencia de salida en modo de conducción discontinuo. El rango de funcionamiento se extiende desde prácticamente 0 vatios hasta 1200 vatios, por lo tanto se permite MCD por debajo de 300 W.

A 300W los valores de la curva de polarización de la pila de combustible son los siguientes:

- $I_o=8,15A$
- $V_o=37V$

La condición de frontera entre MCC y MCD es la siguiente:

$$\frac{1}{2} \Delta I_l = I_{fase} = \frac{I_o}{4} \quad (38)$$

Donde el incremento de corriente por la inductancia es el siguiente:

$$\Delta I_l = \frac{(V_{in} - V_o)}{L \cdot f} \cdot d = \frac{(V_{in} - V_o)}{L \cdot f} \cdot \frac{V_o}{V_{in}} \quad (39)$$

Despejando la ecuación se obtiene el valor de la inductancia:

$$L = 2 \cdot \frac{V_{in} - V_o}{f \cdot I_o} \cdot \frac{V_o}{V_{in}} = 9,44 \mu H \approx 10 \mu H \quad (40)$$

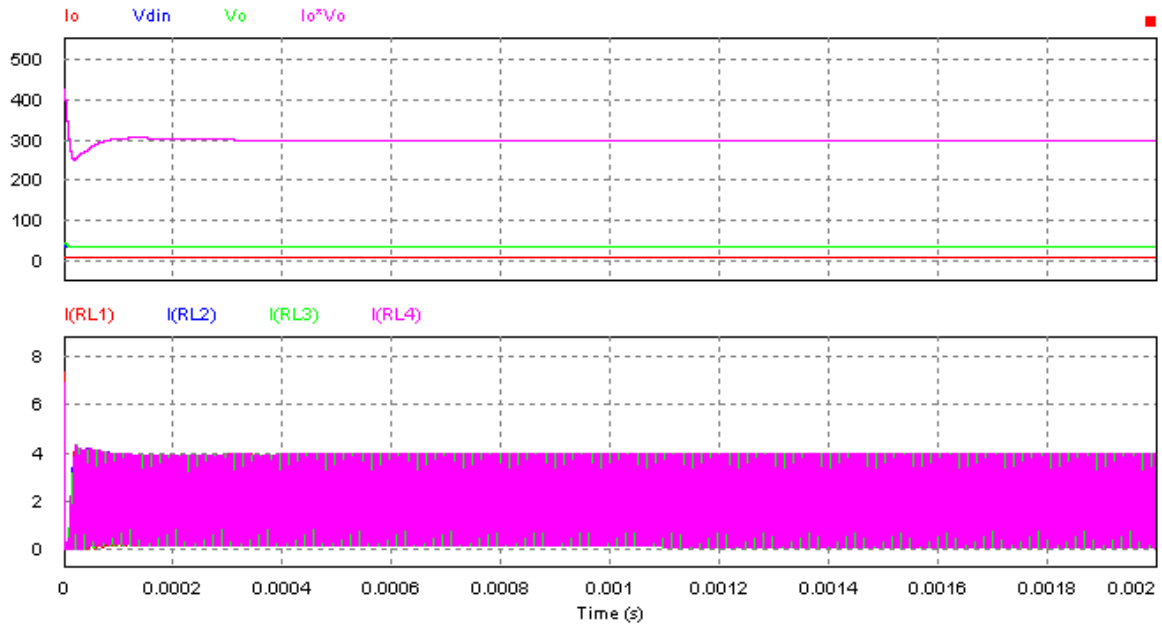


Figura 5.2: Simulación frontera MCC-MCD reductor 4 fases.

En la simulación de la Figura 5.2 se observa como con una bobina de 10uH un convertidor reductor de 4 fases está en la frontera de MCD a aproximadamente 300W (75W por fase).

4 Selección del condensador que minimiza el error de la respuesta dinámica.

Una vez los demás parámetros están dimensionados se elige el condensador que minimiza el error en los transitorios, gracias a que el convertidor tiene cuatro fases los rizados de salida no condicionan en gran medida la elección del condensador.

A continuación se presentan distintas respuestas dinámicas para un convertidor reductor de 4 fases en función del valor del condensador del filtro. Los componentes del convertidor tienen los siguientes valores:

- $L=10\mu\text{H}$
- $R_L=1\text{m}\Omega$
- $R_C=50\text{m}\Omega$

El control que se ha utilizado es un doble lazo control sin control de ecualización de corrientes. Todos los reguladores se han calculado con la herramienta SmartCtrl y obteniendo las fdt de la planta de corriente y de tensión tal como se ha explicado en el capítulo 4 de este trabajo.

El lazo de corriente es el mismo para todos los convertidores y tiene las siguientes características:

- Ganancia sensor corriente 0,8
- Margen de fase 55°
- Frecuencia de corte 75kHz

- Kplus 4

El modulador es el que se muestra en la Figura 5.3:

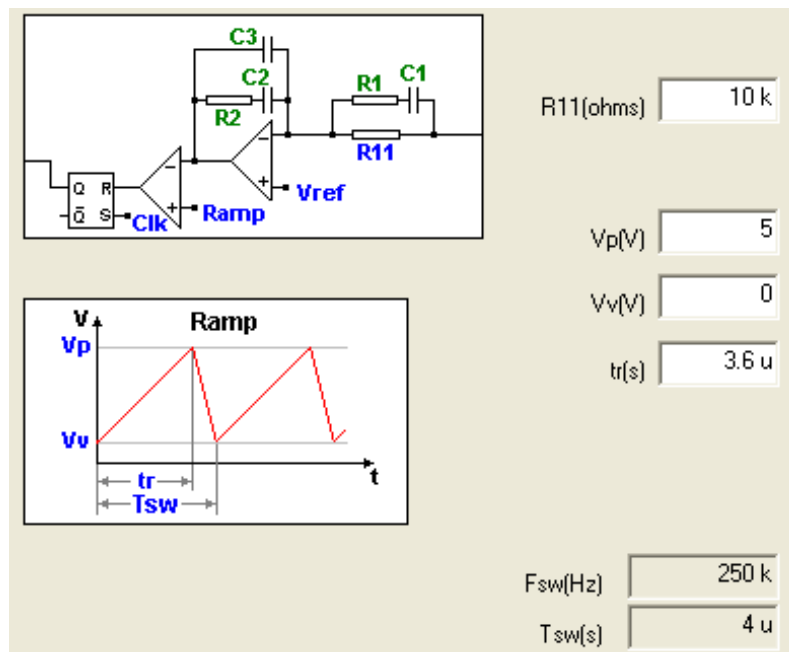


Figura 5.3: Modulador implementado en el convertidor reductor de 4 fases

Los reguladores de tensión son distintos en función del condensador y se ha buscado que sean lo más rápidos posible.

Respuesta dinámica del convertidor reductor de 4 fases con un valor del condensador de 10uF y el siguiente regulador de Tensión:

- Ganancia del sensado de tensión 58.1395 m
- Regulador tipo 3
- R11 10k Ω
- Frecuencia de corte 40kHz
- Margen de fase 55°
- K plus 2

Valores de los componentes del regulador de tensión.

- R1 = 19.2448k Ohm
- C1 = 272.108p F
- C3 = 103.032p F
- R2 = 148.638k Ohm
- C2 = 53.5376p F
- Vref = 2.5 V
- Vp = 1 V

- $R_{11} = 10\text{k Ohm}$

Valores de los componentes del sensado de tensión.

- $R_a = 5.35242\text{k Ohm}$
- $R_b = 330.396\text{ Ohm}$

Valores de los componentes del regulador de corriente.

- $R_{1_i} = 3.80069\text{k Ohm}$
- $C_{1_i} = 615.061\text{p F}$
- $C_{3_i} = 689.657\text{p F}$
- $R_{2_i} = 4.67786\text{k Ohm}$
- $C_{2_i} = 1.81456\text{n F}$
- $V_{p_i} = 5\text{V}$
- $R_{11_i} = 10\text{k Ohm}$

Ganancia sensado de corriente.

- $\text{Gain}_i = 800\text{m}$

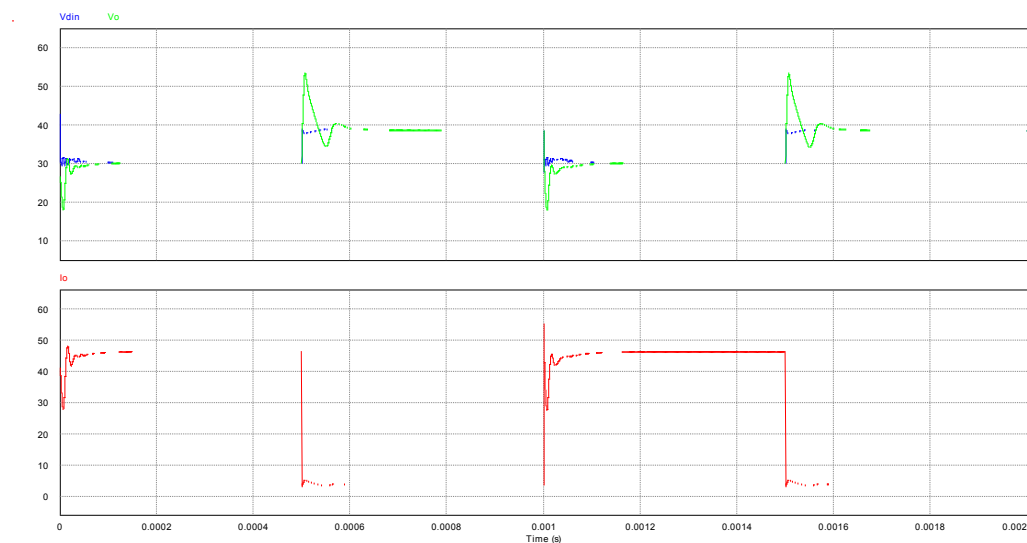


Figura 5.4: Respuesta dinámica convertidor reductor de 4 fases con $L=10\mu\text{H}$, $C=10\mu\text{F}$.

Respuesta dinámica del convertidor reductor de 4 fases con un valor del condensador de $30\mu\text{F}$ y el siguiente regulador de Tensión:

- Ganancia del sensado 58.1395 m
- Regulador tipo 3
- $R_{11}\ 10\text{k}\Omega$
- Frecuencia de corte 50kHz
- Margen de fase 55°

- K plus 2

Valores de los componentes del regulador de tensión.

- $R1 = 10.0116k \text{ Ohm}$
- $C1 = 318.125p \text{ F}$
- $C3 = 32.2847p \text{ F}$
- $R2 = 197.419k \text{ Ohm}$
- $C2 = 32.2471p \text{ F}$
- $V_{ref} = 2.5 \text{ V}$
- $V_p = 1 \text{ V}$
- $R11 = 10k \text{ Ohm}$

Valores de los componentes del sensado de tensión.

- $R_a = 4.11201k \text{ Ohm}$
- $R_b = 253.828 \text{ Ohm}$

Valores de los componentes del regulador de corriente.

- $R1_i = 3.80069k \text{ Ohm}$
- $C1_i = 615.061p \text{ F}$
- $C3_i = 689.657p \text{ F}$
- $R2_i = 4.67786k \text{ Ohm}$
- $C2_i = 1.81456n \text{ F}$
- $V_{p_i} = 5V$
- $R11_i = 10k \text{ Ohm}$

Ganancia sensado de corriente.

- $Gain_i = 800m$

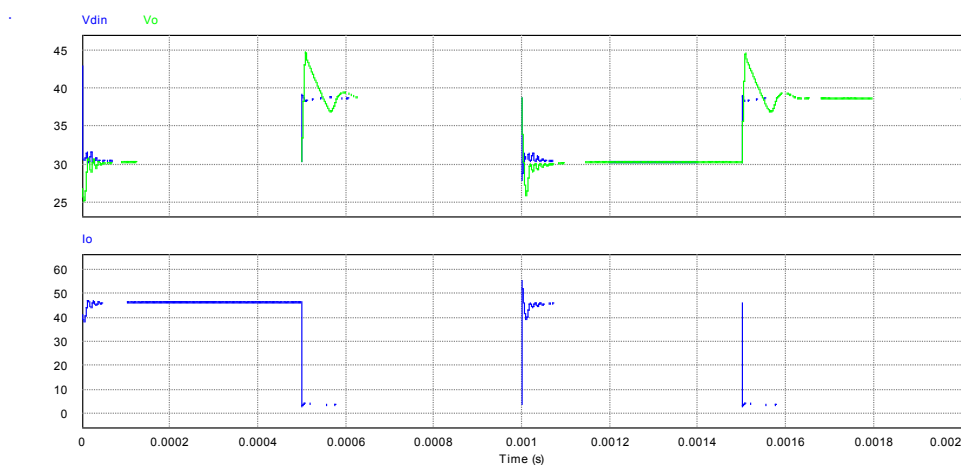


Figura 5.5: Respuesta dinámica convertidor reductor de 4 fases con $L=10\mu H$, $C=30\mu F$.

Respuesta dinámica del convertidor reductor de 4 fases con un valor del condensador de 60uF y el siguiente regulador de Tensión:

- Ganancia del sensado 58.1395 m
- Regulador tipo 3
- R11 10k Ω
- Frecuencia de corte 50kHz
- Margen de fase 55º
- K plus 4

Valores de los componentes del regulador de tensión.

- R1 = 9.90334k Ohm
- C1 = 639.711p F
- C3 = 27.7579p F
- R2 = 454.262k Ohm
- C2 = 28.0288p F
- Vref = 2.5 V
- Vp = 1 V
- R11 = 10k Ohm

Valores de los componentes del sensado de tensión.

- Ra = 4.04558k Ohm
- Rb = 249.727 Ohm

Valores de los componentes del regulador de corriente.

- R1_i = 3.80069k Ohm
- C1_i = 615.061p F
- C3_i = 689.657p F
- R2_i = 4.67786k Ohm
- C2_i = 1.81456n F
- Vp_i = 5V
- R11_i = 10k Ohm

Ganancia sensado de corriente.

- Gain_i = 800m

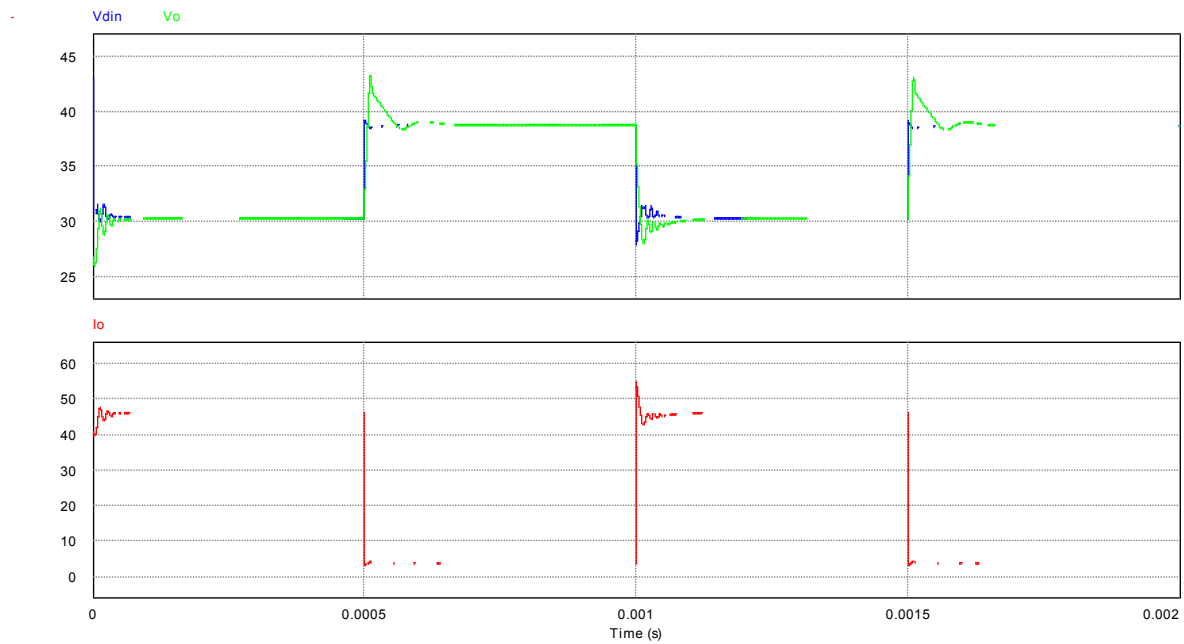


Figura 5.6 Respuesta dinámica convertidor reductor de 4 fases con $L=10\mu\text{H}$, $C=60\mu\text{F}$

Respuesta dinámica del convertidor reductor de 4 fases con un valor del condensador de $100\mu\text{F}$ y el siguiente regulador de Tensión:

- Ganancia del sensado 58.1395 m
- Regulador tipo 3
- R_{11} $10\text{k}\Omega$
- Frecuencia de corte 52kHz
- Margen de fase 55°
- K plus 5

Valores de los componentes del regulador de tensión.

- $R_1 = 15.4282\text{k}\Omega$
- $C_1 = 601.826\text{pF}$
- $C_3 = 19.5881\text{pF}$
- $R_2 = 1.20534\text{M}\Omega$
- $C_2 = 12.6963\text{pF}$
- $V_{\text{ref}} = 2.5\text{V}$
- $V_p = 1\text{V}$
- $R_{11} = 10\text{k}\Omega$

Valores de los componentes del sensado de tensión.

- $R_a = 4.92185\text{k}\Omega$
- $R_b = 303.818\Omega$

Valores de los componentes del regulador de corriente.

- $R1_i = 3.80069k \text{ Ohm}$
- $C1_i = 615.061p \text{ F}$
- $C3_i = 689.657p \text{ F}$
- $R2_i = 4.67786k \text{ Ohm}$
- $C2_i = 1.81456n \text{ F}$
- $Vp_i = 5V$
- $R11_i = 10k \text{ Ohm}$

Ganancia sensado de corriente.

- $\text{Gain}_i = 800m$

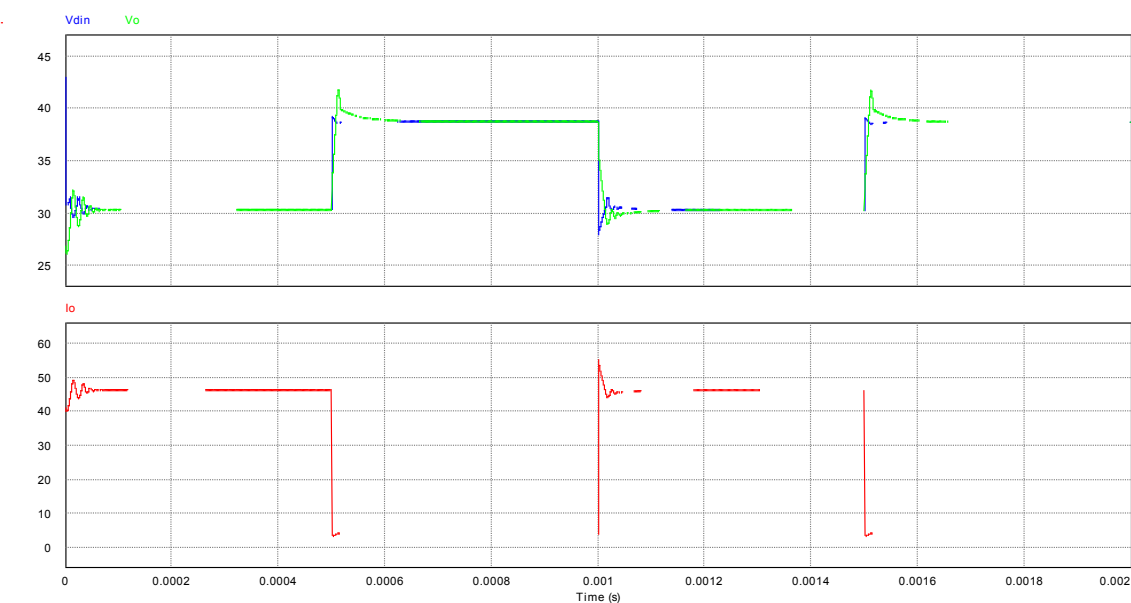


Figura 5.7: Respuesta dinámica reductor e 4 fases con $L=10\mu H$, $C=100\mu F$.

Los escalones de carga van de 1200W a 150W y conmutan a 1kHz.

En las simulaciones se puede observar como varia la respuesta dinámica de un reductor con una bobina de $10\mu H$ y distintos condensadores de salida. Aumentando el condensador la sobreoscilación es menor pero los reguladores son más lentos. Se puede obtener una respuesta más sobreamortiguada variando el control, sin tener que aumentar el condensador pero a costa de incrementar bastante el tiempo de estabilización del sistema.

Se eligió un condensador de $60\mu F$ dado que es el que tiene un mayor compromiso entre rapidez y no tiene una sobre amortiguación especial. Con un condensador de $100\mu F$ los flancos de subida son más lentos y aunque tiene menos sobre oscilación el error instantáneo al principio de un transitorio es más grande.

5.1.2 Selección de la bobina

Tras haber dimensionado correctamente el valor de la inductancia se ha procedido al diseño de la bobina, para ello se estudia el punto de trabajo más crítico del convertidor: la máxima potencia.

- Tensión de entrada $V_{in} = 50V$
- Tensión de salida $V_o = 28V$
- Corriente media por cada fase $I_m = 11,25A$
- Ciclo de trabajo $d = 0,56$

Se utilizó como herramienta de diseño el software Pexprt, se introdujeron los siguientes valores:

- $V_{positive} = V_{in} - V_o = 22V$
- $d = 0,56$
- $L = 10\mu H$
- $f = 250KHz$
- $I_{average} = 11,25A$

Las formas de onda introducidas fueron las Figura 5.8.

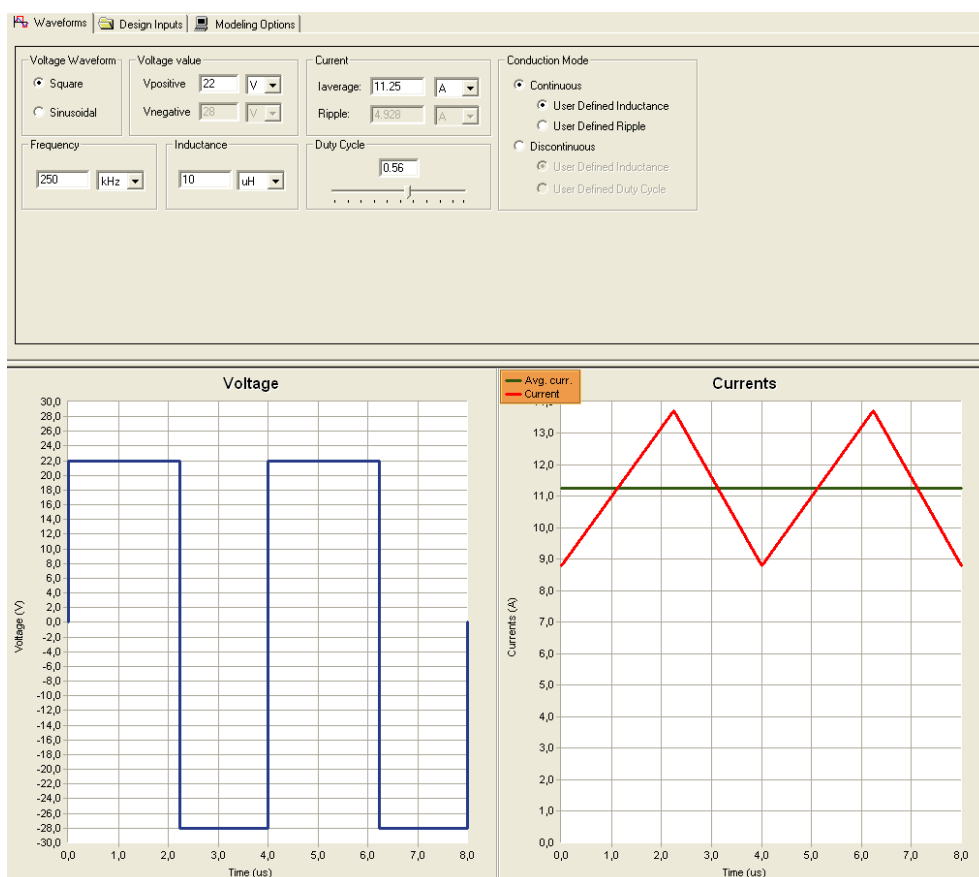


Figura 5.8: Formas de onda por la bobina en Pexprt.

Los valores de diseño que se introdujeron:

Figura 5.9: Valores de diseño en Pexprt

Las opciones de modelado para Pexprt

Figura 5.10: Opciones de modelado en Pexprt

De entre las geometrías disponibles en el laboratorio se obtuvieron las siguientes geometrías posibles:

E65/32/27

E55/28/21

RM14/I

RM12/I



Volumen



Perdidas

A medida que se disminuye el volumen del núcleo magnético las pérdidas aumentan, hay que tomar una decisión de compromiso entre el volumen del núcleo y las pérdidas. Se decidió usar un RM14 ya que los núcleos tipo E son demasiado voluminosos y el aumento de pérdidas entre el RM12 y el RM14 es grande, los diseños que se obtuvieron fueron los siguientes.

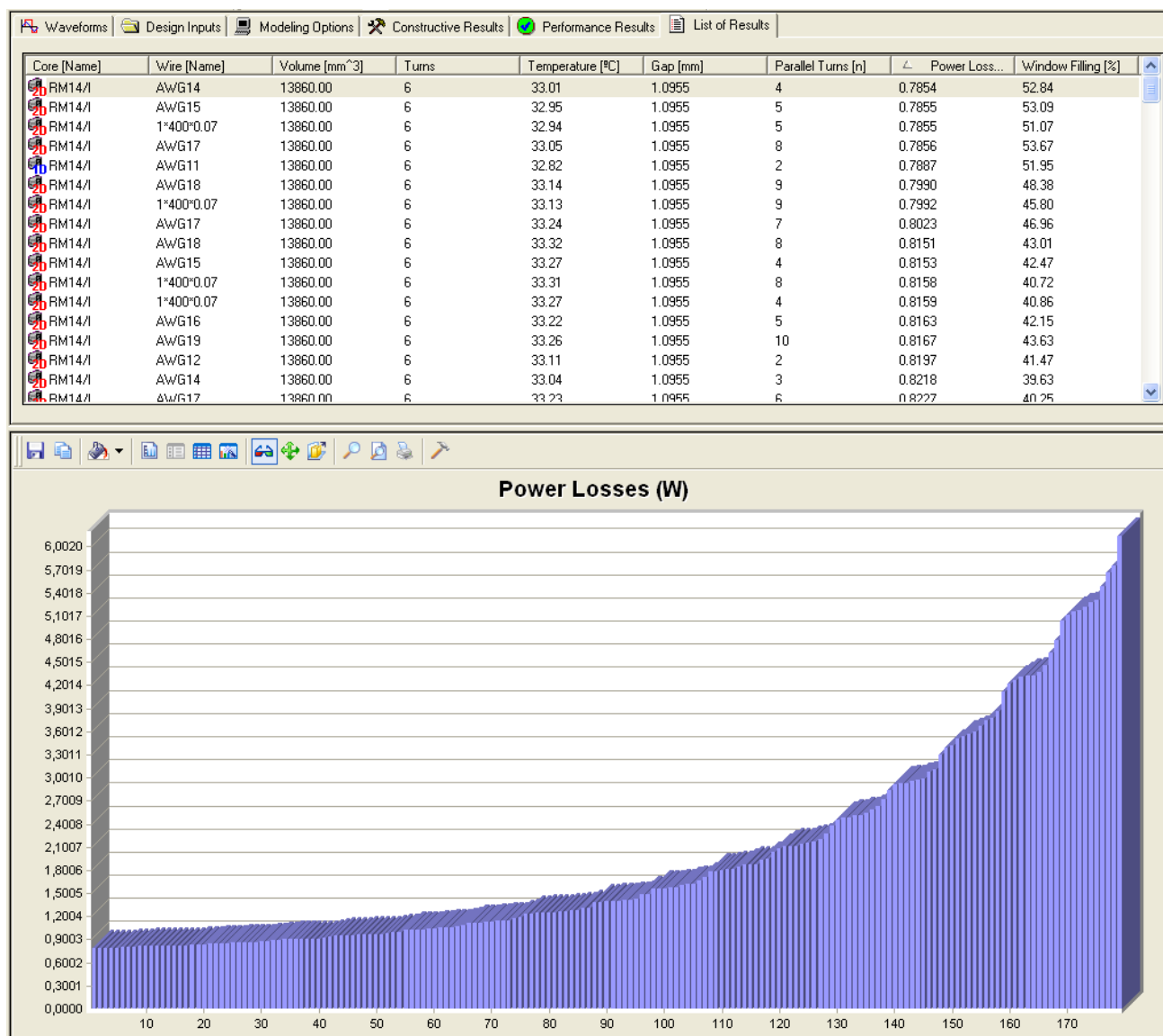


Figura 5.11: Diseños validos con RM14

El diseño con menos pérdidas tiene unos conductores de tipo AWG14. Como no se disponía de conductores AWG 14 (1,63mm de grosor sin el aislamiento) se eligieron unos conductores lo más parecidos posible, de 1.50mm de grosor y se introdujo el conductor en la base de datos de Pexprt:

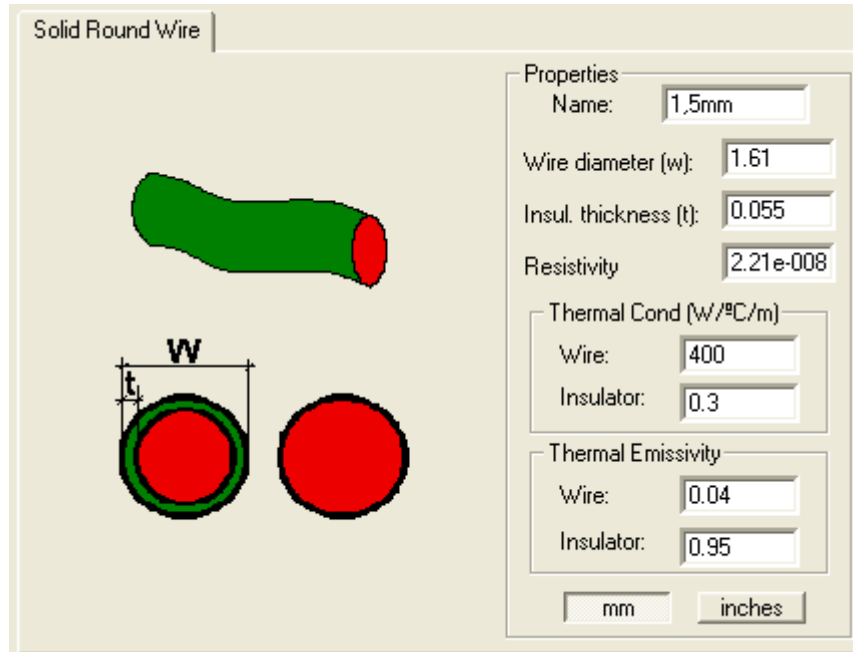


Figura 5.12: Nuevo cable creado con 1,5mm de diámetro.

Para introducir el diámetro del cable se consideró que el aislamiento era el mismo que el que tiene el AWG14 y se calculó el diámetro así:

$$W = D + 2 \cdot t = 1,5mm + 2 \cdot 0,055 = 1,61mm \quad (41)$$

- D es el diámetro del conductor
- W es el diámetro total del cable
- t es el grosor del aislamiento

Se rediseño la bobina para ver la diferencia entre conductores AWG14 y conductores de 1,5mm de grosor:

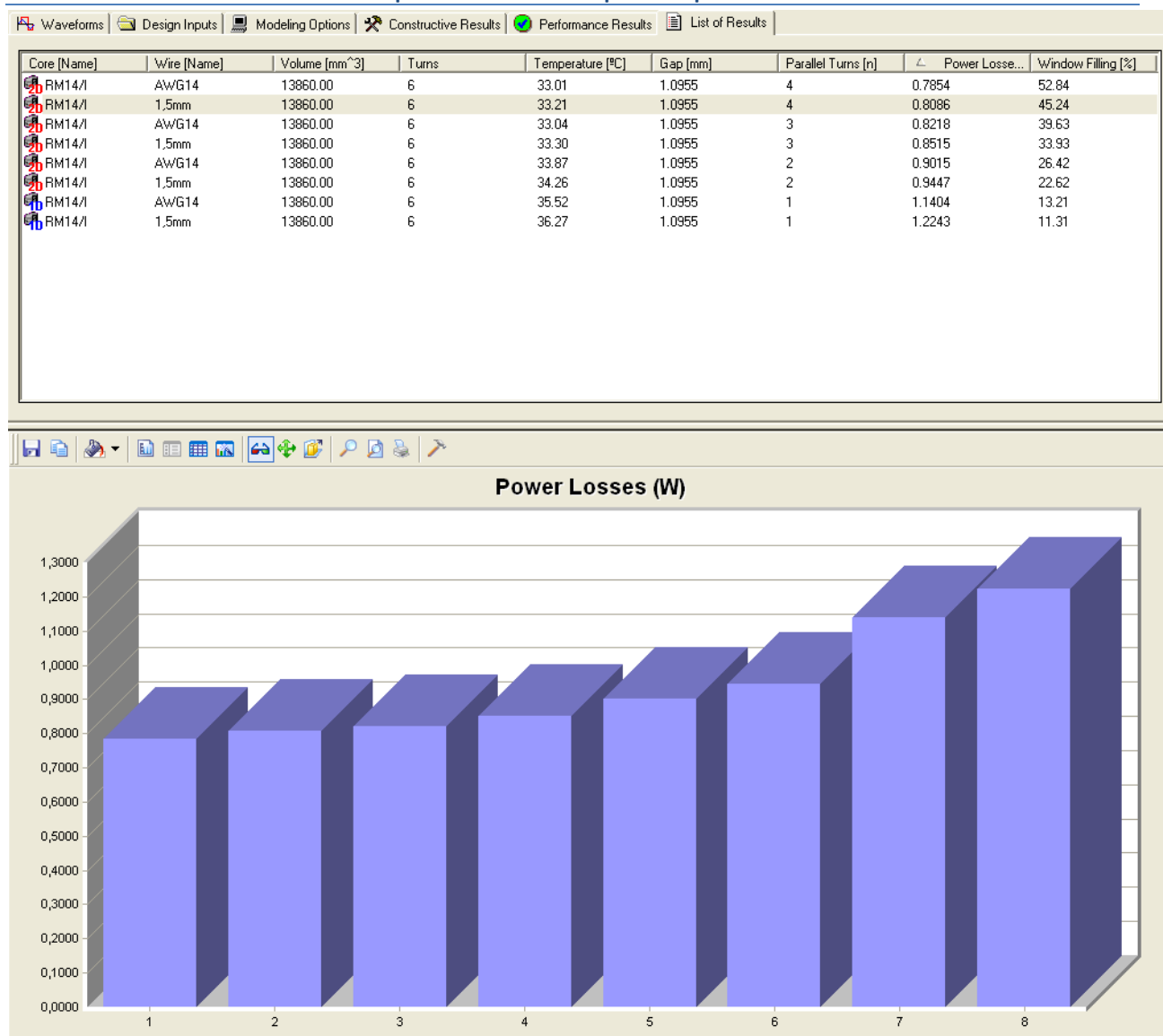


Figura 5.13: Comparación entre AWG14 y conductores de 1,5mm de diámetro.

Constructivamente el núcleo tiene las mismas características, pero al disminuir el diámetro de los cables aumentan la resistencia y con ello aumentan un poco las pérdidas en los cables y la temperatura.

Las pérdidas del diseño y sus características son las siguientes:

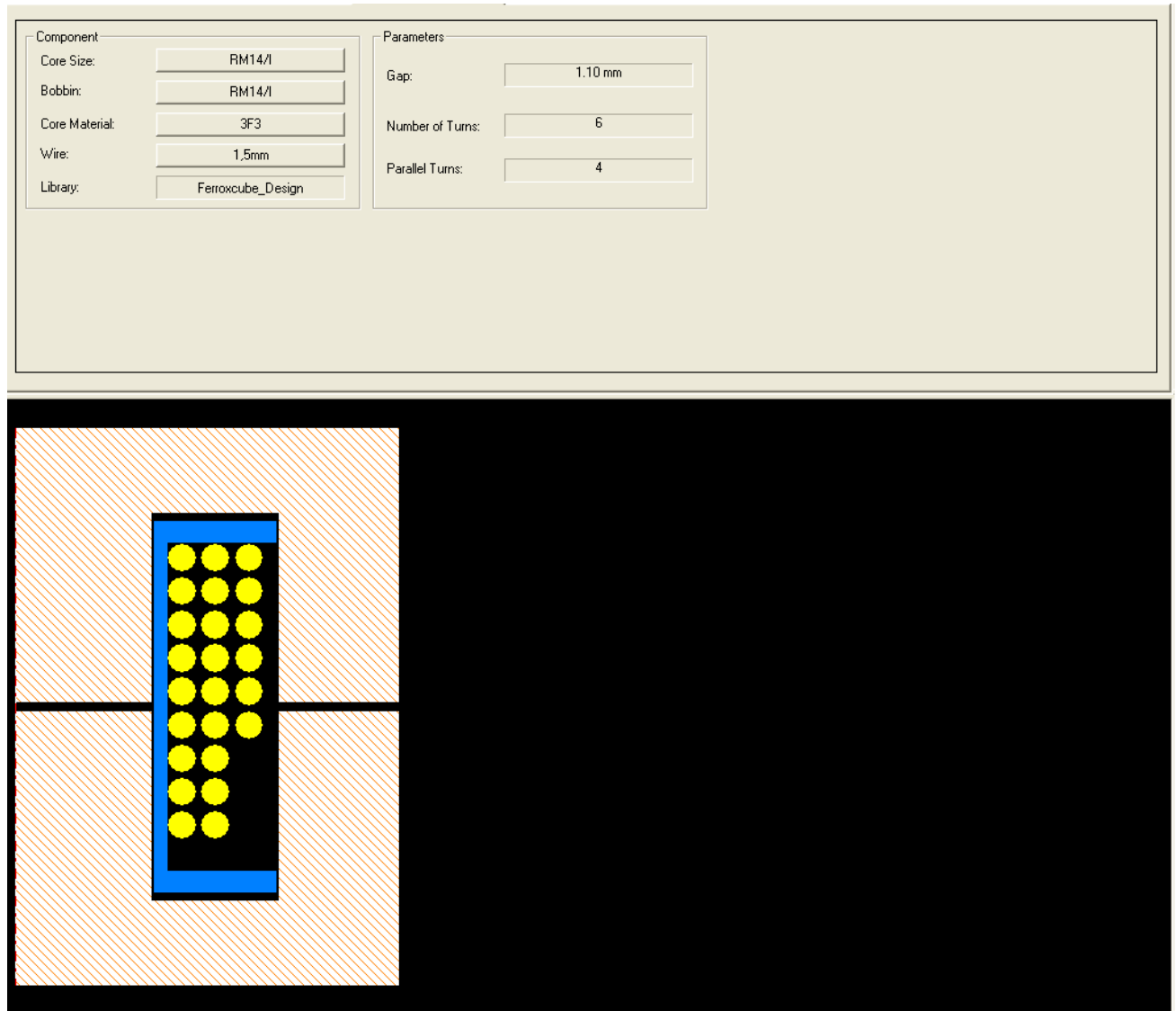


Figura 5.14: Características constructivas del diseño.

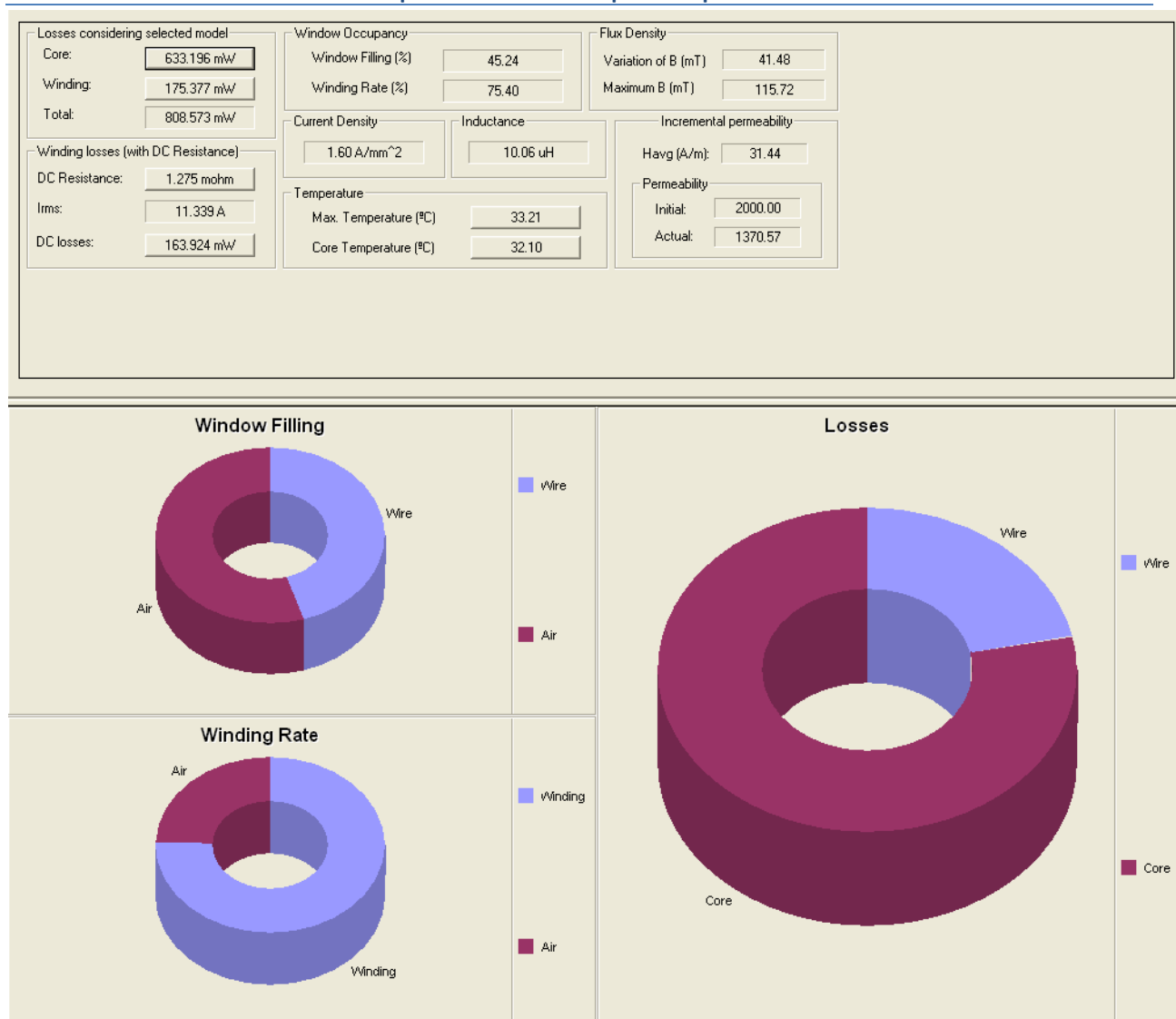


Figura 5.15: Pérdidas del diseño.

Las pérdidas de cada bobina son 0,808W lo que implica unas pérdidas totales en las bobinas de 3,23W, máxima potencia de salida (0,27% de pérdidas).

5.1.3 Selección del condensador

El condensador se eligió de tipo electrolítico. De entre los producidos actualmente hay 3 fabricantes fundamentales: Rubicon, Panasonic y Multicomp. Se seleccionó Rubicon como fabricante porque sus condensadores poseen menos impedancia.

Especificaciones de la pila de combustible:

- $V_{in}=50V$
- $V_o=43-28V$
- $I_o=0-45A$

Tensión máxima en el condensador:

$$V_c = V_{\text{maxima}} = 43V \quad (42)$$

El incremento de corriente en la bobina durante Ton a máxima potencia es el siguiente:

$$\Delta I_l = \frac{(V_{in} - V_o)}{L \cdot f} \cdot d = 4.928A \quad (43)$$

Intensidad por el condensador, sabiendo que por el condensador circula el rizado de corriente:

$$I_c = \pm \frac{\Delta I_l}{2} = \pm 2,462A \quad (44)$$

Intensidad eficaz por el condensador:

$$I_{c_{\text{eficaz}}} = \frac{\frac{\Delta I_l}{2}}{\sqrt{3}} = 1,4214A \quad (45)$$

Como no se fabrican condensadores de 60uF se seleccionó el más cercano posible 56uF, el condensador elegido fue el siguiente:

Rubicon Serie ZL 50V 56uF con una impedancia de 0,140hm.

5.2 Selección semiconductores para el convertidor Reductor de 4 fases

5.2.1 Selección de los mosfets

Formas de onda por los mosfets a máxima potencia:

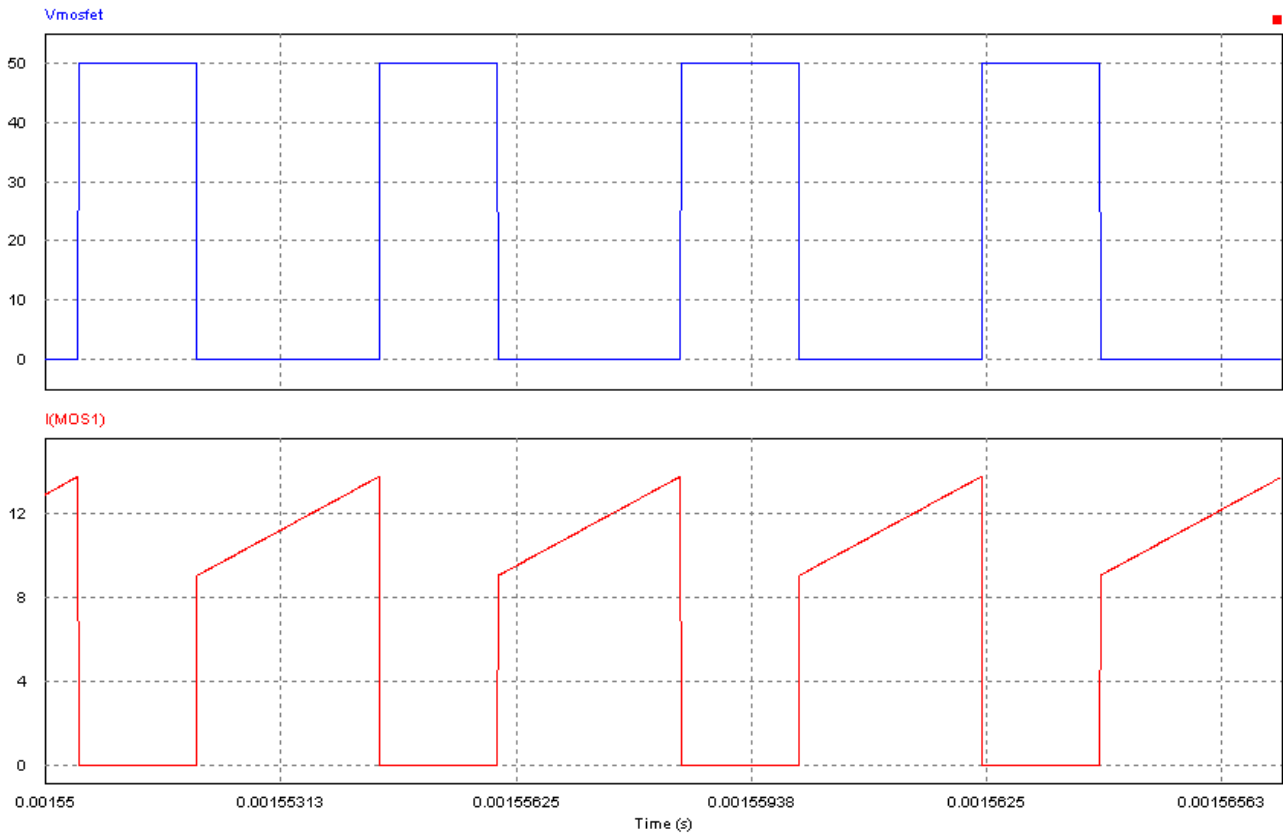


Figura 5.16: Formas de onda por los mosfets del convertidor Reductor de 4 fases a máxima potencia

Calculo analítico de los mosfets a máxima potencia:

A máxima potencia los valores de tensión y corriente son los siguientes:

- $V_{in}=50V$
- $V_o=28V$
- $I_o=45A$

De estos valores se sacan los siguientes:

$$\overline{I_{fase}} = \frac{I_o}{\text{numero de fases}} = 11,25A \quad (46)$$

$$d = \frac{V_o}{V_{in}} = 0,56 \quad (47)$$

El incremento de corriente en la bobina durante T_{on} es el siguiente:

$$\Delta I_l = \frac{(V_{in} - V_o)}{L \cdot f} \cdot d = 4,928A \quad (48)$$

Corriente máxima por el mosfet será la corriente máxima en la bobina:

$$I_{lmax} = \overline{I_{fase}} + \frac{\Delta I_l}{2} = 13,714A \quad (49)$$

Corriente mínima en la bobina:

$$I_{lmin} = \overline{I_{fase}} - \frac{\Delta I_l}{2} = 8,786A \quad (50)$$

Tensión máxima en el mosfet:

$$V_{mosfet} = V_{in} = 50V \quad (51)$$

Intensidad media por el mosfet:

$$\overline{I_{mosfet}} = \overline{I_{fase}} \cdot d = 6,3A \quad (52)$$

La corriente instantánea por el mosfet es la siguiente:

$$I_{mosfet}(t) = I_{lmin} + \frac{\Delta I_l}{d \cdot T} \cdot t \quad (53)$$

Para un tiempo entre 0 y dT

La corriente eficaz por el mosfet es la siguiente:

$$\begin{aligned} I_{mosfet_{eficaz}} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{dT} I_{mosfet}(t)^2 \delta t} = \sqrt{I_{lmin}^2 \cdot d + \frac{\Delta I_l^2}{3} \cdot d + I_{lmin} \cdot \Delta I_l \cdot d} \\ &= 8,475A \end{aligned} \quad (54)$$

Una vez se tienen todos los estreses se estimaron las pérdidas en los mosfets con las siguientes ecuaciones:

Pérdidas en conducción:

$$P_{cond} = 1.5R_{ds} \cdot I_{ef}^2 \quad (55)$$

El 1.5 se añade para tener en cuenta el efecto de la temperatura.

Perdidas en conmutación:

Descarga condensador puerta-fuente:

$$P_{gs} = \frac{C_{iss} \cdot V_{gs}^2 \cdot f_{sw}}{2} \quad (56)$$

Descarga condensador drenador-fuente:

$$P_{ds} = \frac{C_{oss} \cdot V_{ds}^2 \cdot f_{sw}}{2} \quad (57)$$

Perdidas en el encendido:

$$P_{sw_{on}} = f_{sw} \cdot \frac{V_{ds} \cdot I_{min} \cdot t_r}{4} \quad (58)$$

Perdidas en el apagado

$$P_{sw_{off}} = f_{sw} \cdot \frac{V_{ds} \cdot I_{max} \cdot t_f}{4} \quad (59)$$

Tal como se observa en las ecuaciones para tener bajas pérdidas se deben buscar mosfets con poca R_{ds} , bajos tiempos de conmutación t_r y t_f y condensadores pequeños. Como las pérdidas más grandes son las de conducción, encendido y apagado lo fundamental es que tengan t_r , t_f y R_{ds} pequeños para mantener un buen rendimiento en el convertidor.

Se eligió el mosfet FDP5800 del fabricante Fairchild Semiconductor con la siguiente estimación de pérdidas:

Mosfet FDP5800

$$\begin{aligned} R_{ds} &:= 0.0126 \Omega & C_{oss} &:= 1000 \cdot 10^{-12} \text{ F} \\ t_r &:= 47 \cdot 10^{-9} \text{ s} & C_{iss} &:= 9160 \cdot 10^{-12} \text{ F} \\ t_f &:= 28 \cdot 10^{-9} \text{ s} & V_{gs} &:= 20 \text{ V} \end{aligned}$$

Pérdidas en conducción:

$$P_{cond_mosfet} := 1.5 R_{ds} \cdot I_{ef}^2 \quad P_{cond_mosfet} = 1.401 \text{ W}$$

Pérdidas de conmutación, considerando carga resistiva.

Descarga del condensador puerta-fuente

$$P_{gs} := \frac{C_{iss} \cdot (V_{gs})^2 \cdot f_{sw}}{2} \quad P_{gs} = 0.458 \text{ W}$$

Convivencia de tensión y corriente(on)

$$P_{sw_mosfet_on} := f_{sw} \cdot \frac{V \cdot I_{min} \cdot t_r}{4} \quad P_{sw_mosfet_on} = 0.026 \text{ W}$$

Convivencia de tensión y corriente(off)

$$P_{sw_mosfet_off} := f_{sw} \cdot \frac{V \cdot I_{max} \cdot t_f}{4} \quad P_{sw_mosfet_off} = 0.024 \text{ W}$$

Descarga del condensador drenador-fuente

$$P_{ds} := \frac{C_{oss} \cdot V^2 \cdot f_{sw}}{2} \quad P_{ds} = 1.25 \times 10^{-4} \text{ W}$$

Pérdidas totales:

$$P_{mosfet} := P_{cond_mosfet} + P_{sw_mosfet_on} + P_{sw_mosfet_off} + P_{ds} + P_{gs}$$

$$P_{mosfet} = 1.909 \text{ W}$$

Figura 5.17: Pérdidas en un mosfet

Las pérdidas en cada mosfet son 1,909W lo cual hace unas pérdidas totales en los mosfets de 7,636W.

5.2.2 Selección de los diodos

Estreses en los diodos:

Formas de onda por los diodos a máxima potencia:

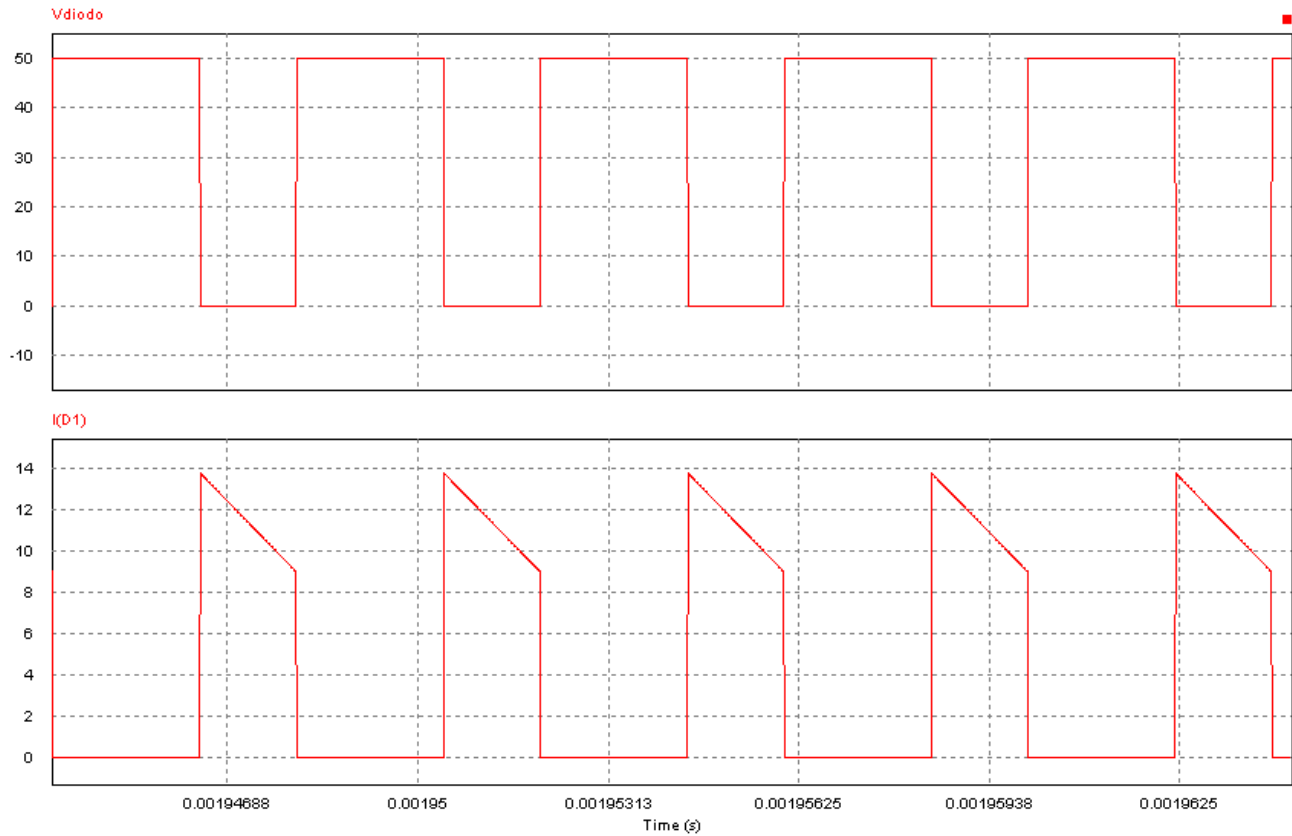


Figura 5.18: formas de onda por los diodos a máxima potencia.

Tensión máxima en el diodo:

$$V_{diodo} = V_{in} = 50V \quad (60)$$

Corriente máxima por el diodo es la corriente máxima en la bobina:

$$I_{lmax} = \overline{I_{fase}} + \frac{\Delta I_l}{2} = 13.714A \quad (61)$$

La corriente media por el diodo:

$$\overline{I_{diodo}} = \overline{I_{fase}} \cdot (1 - d) = 4.95A \quad (62)$$

La corriente instantánea por el diodo:

$$Idiodo(t) = I_{max} - \frac{\Delta I l}{(1-d) \cdot T} t \quad (63)$$

Con t entre $0-(1-d)T$

La corriente eficaz por el diodo es la siguiente:

$$Idiodo_{eficaz} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{(1-d) \cdot T} Idiodo(t)^2 \delta t} \quad (64)$$

$$Idiodo_{eficaz} = \sqrt{I_{max}^2 \cdot (1-d) + \frac{\Delta I l^2}{3} \cdot (1-d) + I_{max} \cdot \Delta I l \cdot (1-d)} = 7,52A$$

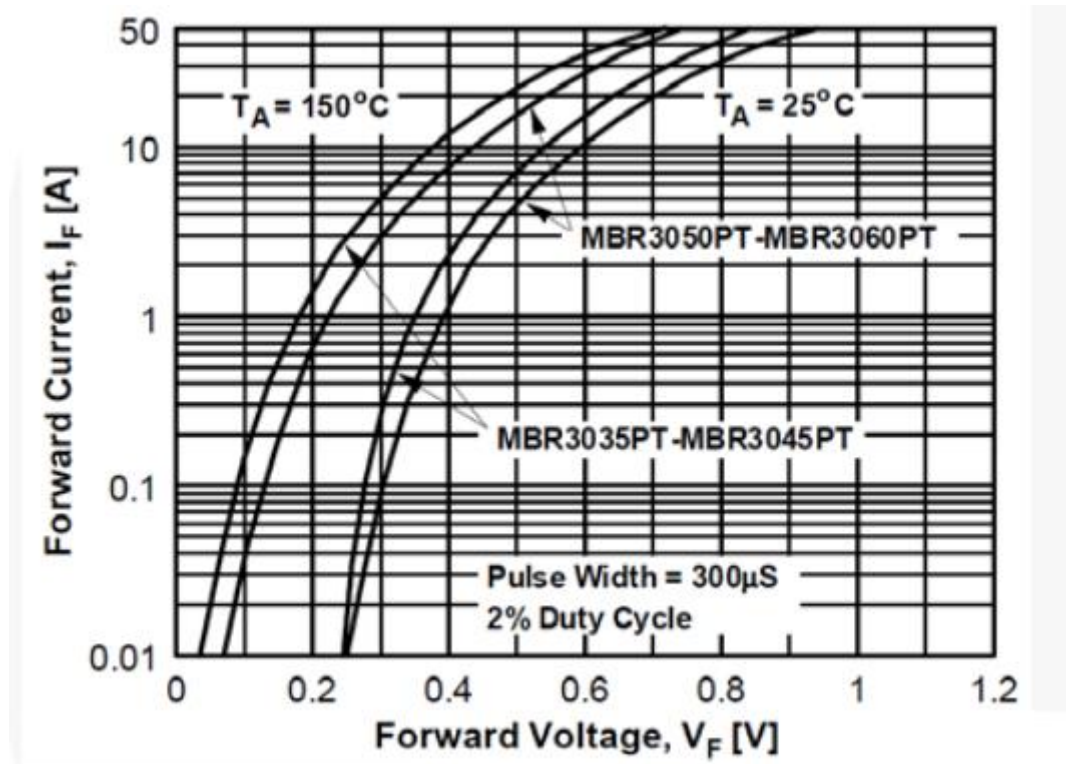
Como diodo se eligió un diodo del fabricante Fairchild con encapsulado TO-247:

MBR3060PT

Con las siguientes características:

- Tensión inversa máxima repetitiva =60V
- Corriente media máxima=30A
- Corriente máxima de pico no repetitivo=200A

Las pérdidas se estimaron gracias a la información de la hoja de catálogo:



La corriente media por cada diodo es aproximadamente 5 Amperios, eso nos da una caída de tensión de 0,35 V con eso calculamos las pérdidas de conducción del diodo:

$$P_{diodo} = V_f \cdot I_f = 0,35V \cdot 4,95A = 1,73W \quad (65)$$

Lo cual nos da unas pérdidas de conducción en los diodos de 6,93W.



6 Diseño de la etapa de control para el convertidor reductor de 4 fases en SmartCtrl

Una vez todos los componentes han sido elegidos y se conocen los componentes parásitos del circuito se ha procedido a diseñar finalmente la etapa de control. Para ello se han añadido en el circuito los efectos parásitos de los componentes y se calculó el doble lazo de control. Como se ha explicado anteriormente los valores del convertidor reductor son los siguientes:

- Tensión de entrada 50V
- 4 fases
- $L=10\mu\text{H}$
- $C=57\mu\text{F}$
- $R_L=1.275\text{m}\Omega$
- $R_C=0.140\Omega$

Lo primero fue calcular la función de transferencia de la planta de corriente gracias al modelo promediado en psim, se hizo tal como se explica en el capítulo 1.

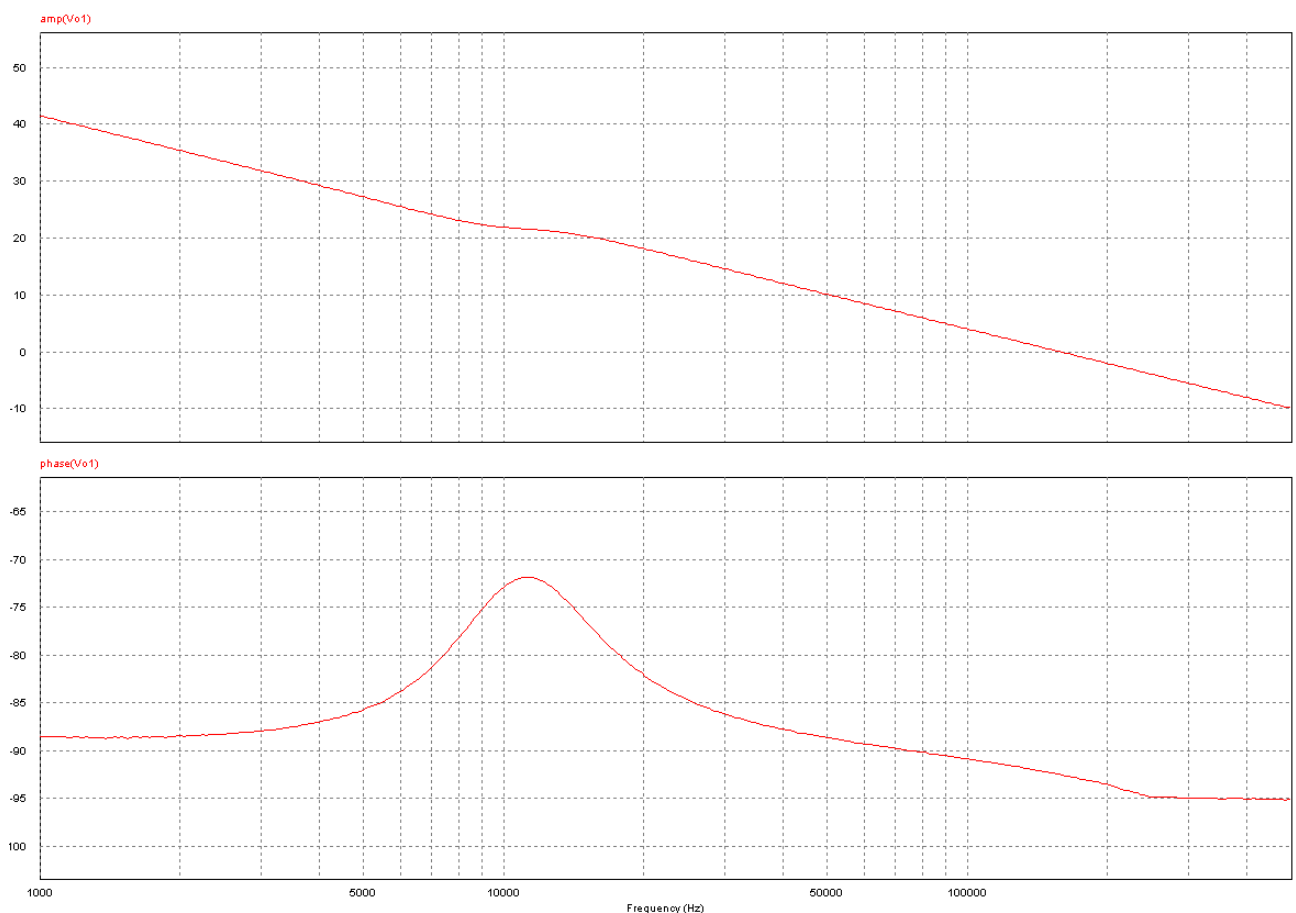


Figura 6.1: Respuesta en frecuencia planta de corriente reductor 4 fases

En la Figura 6.2 se observan los valores del modulador del convertidor reductor de 4 fases. Se eligieron estos valores para que el control fuese valido tanto para una implantación analógica como para una implementación digital.

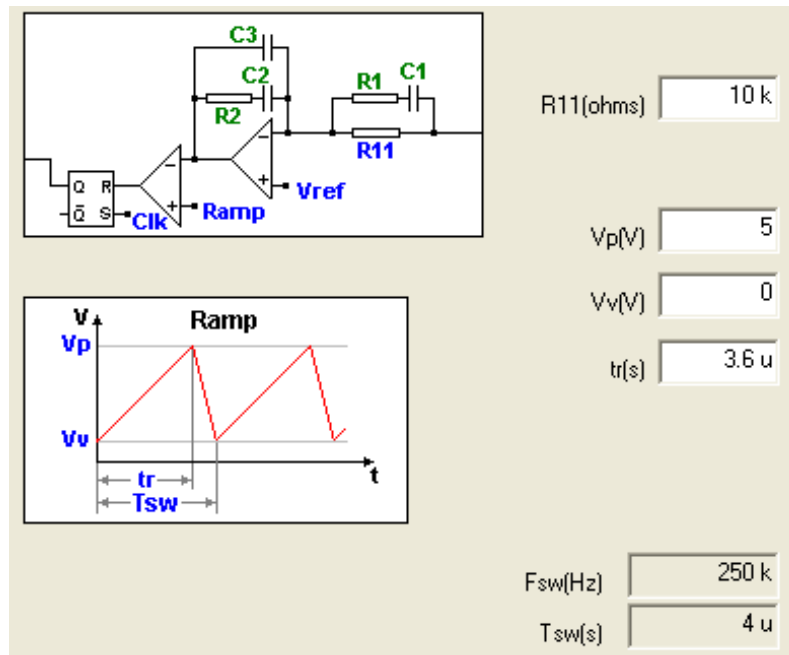


Figura 6.2: Valores del modulador del convertidor reductor de 4 fases.

La ganancia del sensado de corriente es 0,8 V/A y el regulador del lazo de corriente es un regulador tipo 3. Como frecuencia de corte se eligió 85kHz y como margen de fase 55°, además se aumentó la K_{plus} para quitar ganancia a alta frecuencia y así tener más atenuación a la frecuencia de conmutación.

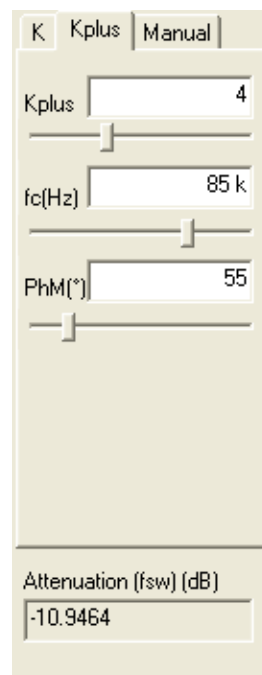


Figura 6.3: Valores del regulador de corriente

Las funciones de transferencia a bucle cerrado y ha bucle abierto y el diagrama de Nyquist del sistema son los que aparecen en la Figura 6.4:

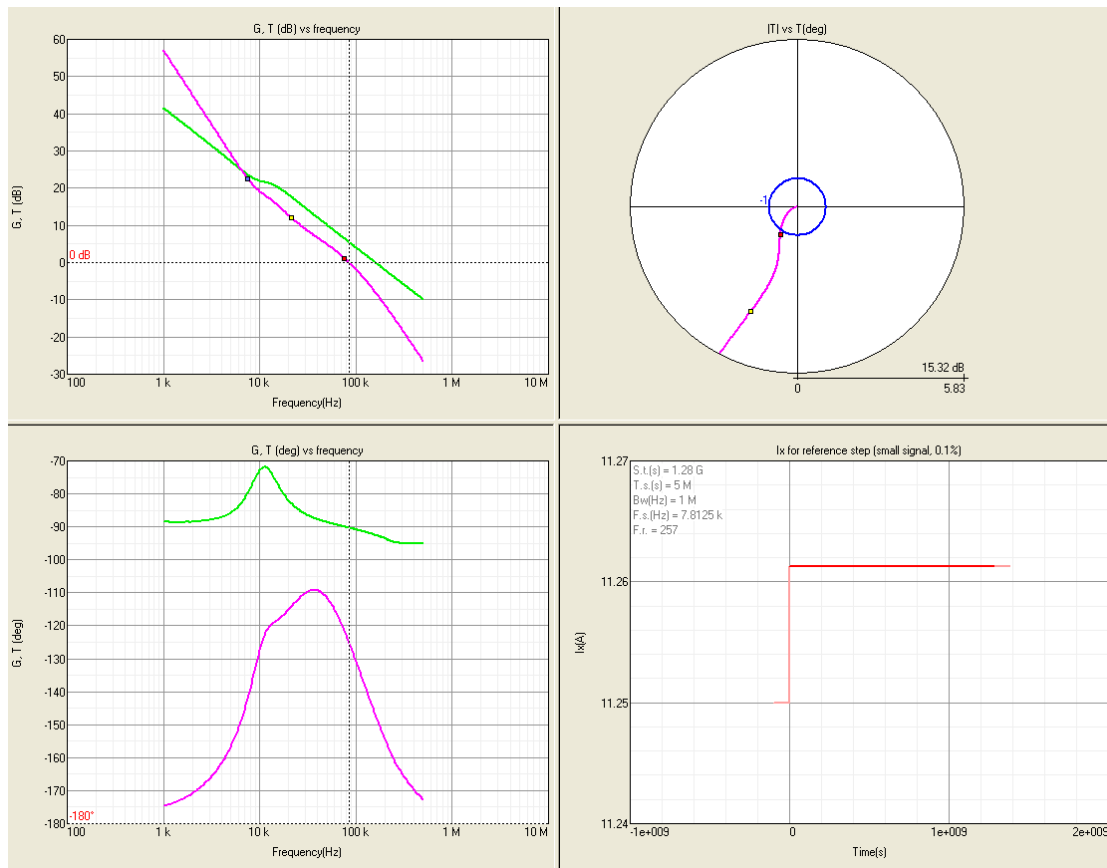


Figura 6.4: Función de transferencia de planta y lazo abierto del regulador de corriente

Antes de calcular la función de transferencia en tensión hace falta definir el control de ecualización. El control de ecualización se ocupa de que todas las fases den la misma potencia, funciona gracias a unos lazos que hacen que cada fase de un cuarto de la potencia total. Para ello se divide la corriente de salida entre el número de fases y se le resta la corriente por la fase.

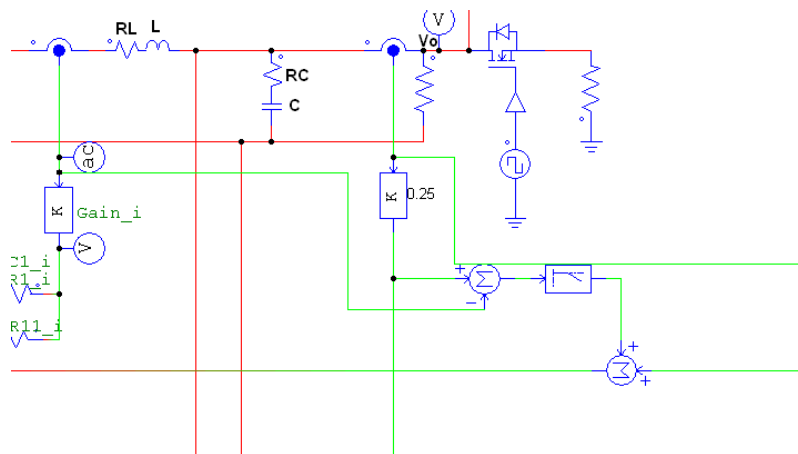


Figura 6.5: Control ecualización para el convertidor reductor de 4 fases.

Como las corriente por cada fase tiene mucho rizado la resta de ambos tiene rizado, por lo que hay que poner un filtro paso bajo para quitar el rizado y conseguir el valor medio del error de corriente de las fases. Una decisión importante es el diseño del filtro, ya que una frecuencia de corte baja hace un control de ecualización lento y una frecuencia de corte demasiado alta introduce rizados en el lazo de corriente que pueden hacer que el control saturé.

Se decidió poner una frecuencia de corte de 100Hz y una ganancia unidad en los filtros paso bajo del control de ecualización. Esto conlleva un control bastante lento pero asegura que los controles de ecualización no perturban los lazos de corriente. La razón de esta elección ha sido que el control de ecualización no tiene que ser especialmente rápido ya que al tener un bucle de corriente para cada fase las corrientes normalmente están bien ecualizadas. El control de ecualización esta para corregir los desequilibrios entre fases producidos por tolerancias en componentes o diferentes temperaturas en las fases. Los desequilibrios grandes en las fases tardan un tiempo considerable en producirse luego no es necesario que el control de ecualización sea muy rápido.

Corrientes por el control de ecualización:

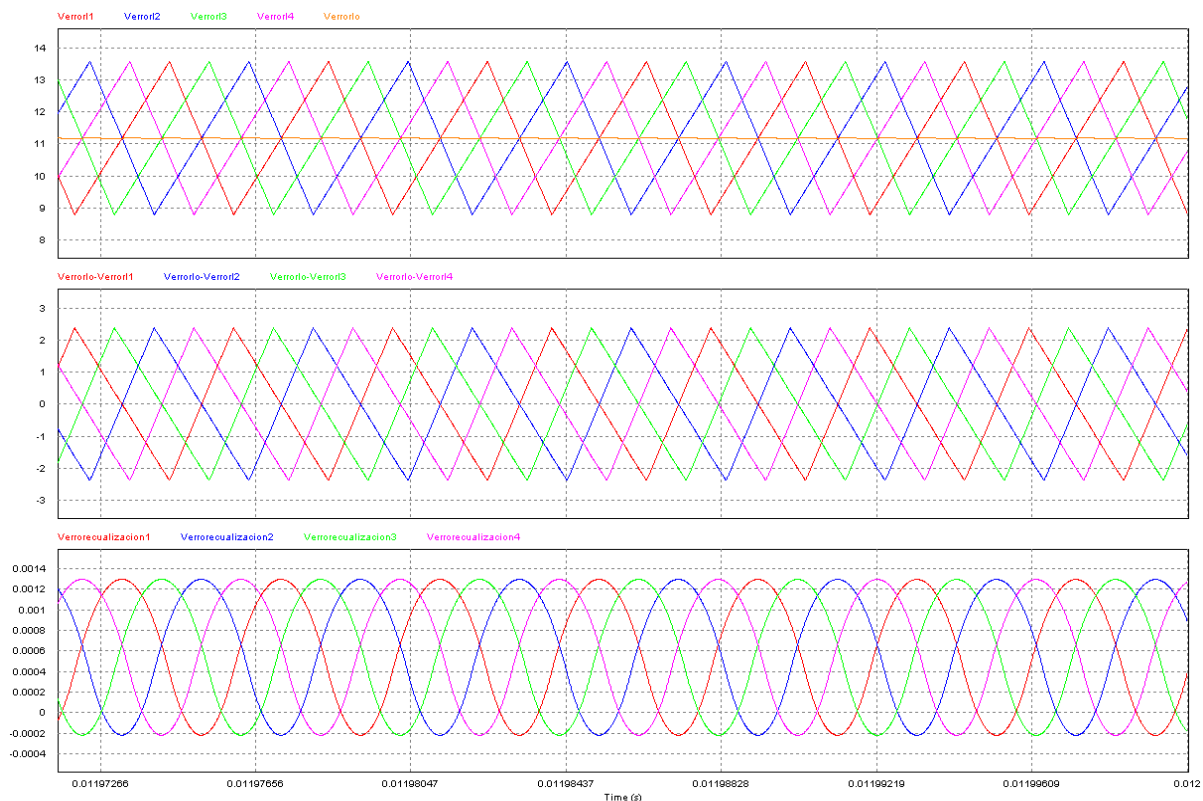


Figura 6.6: Señales por el control de ecualización.

En la Figura 6.6 se observa las siguientes señales:

1ª gráfica: corrientes por las bobinas junto con la corriente de salida entre el número de fases

2ª gráfica: Resta entre la corriente de cada fase y la corriente de salida entre el número de fases

3ª gráfica: La resta de señales tras haber pasado por el filtro paso bajo.

Se puede observar como las gracias al filtro paso bajo el rizado de la señal de error ha disminuido mucho, de casi 5 voltios a 0,0014V.

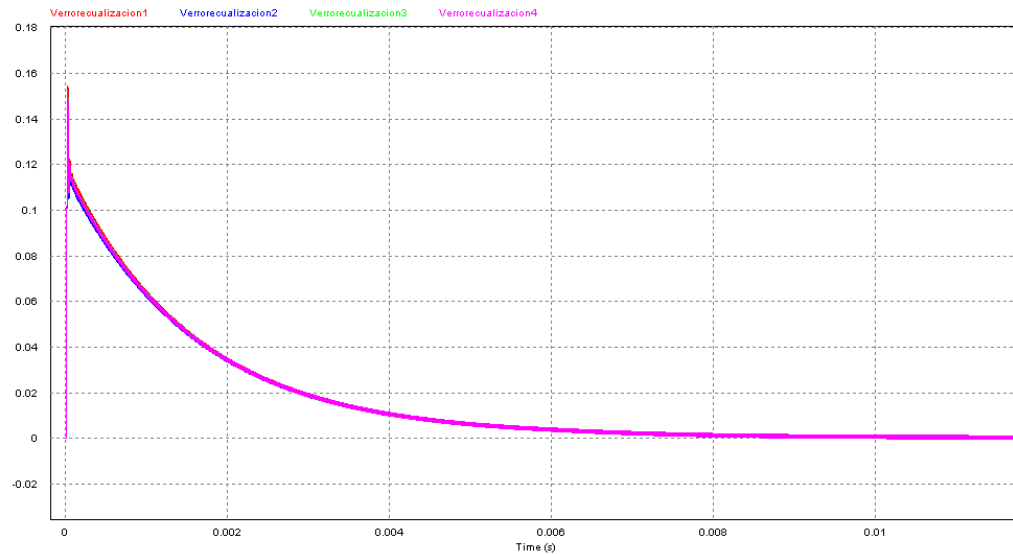


Figura 6.7: Respuesta dinámica del control de ecualización del convertidor reductor de 4 fases.

En la Figura 6.7 se ve cómo responde el control de ecualización a lo largo del tiempo, se puede observar cómo le requiere algo más de 10ms llegar el estado estacionario y como al principio del transitorio las corrientes están un poco desequilibradas, al pasar de 0,02s las corrientes se ecualizan gracias al control.

Una vez los lazos internos están calculados se introducen los reguladores y se calcula la función de transferencia del lazo de tensión.

Gracias al modelo promediado en psim se obtuvo la función de transferencia de la planta de tensión tal y como se ha explicado en el capítulo 1.

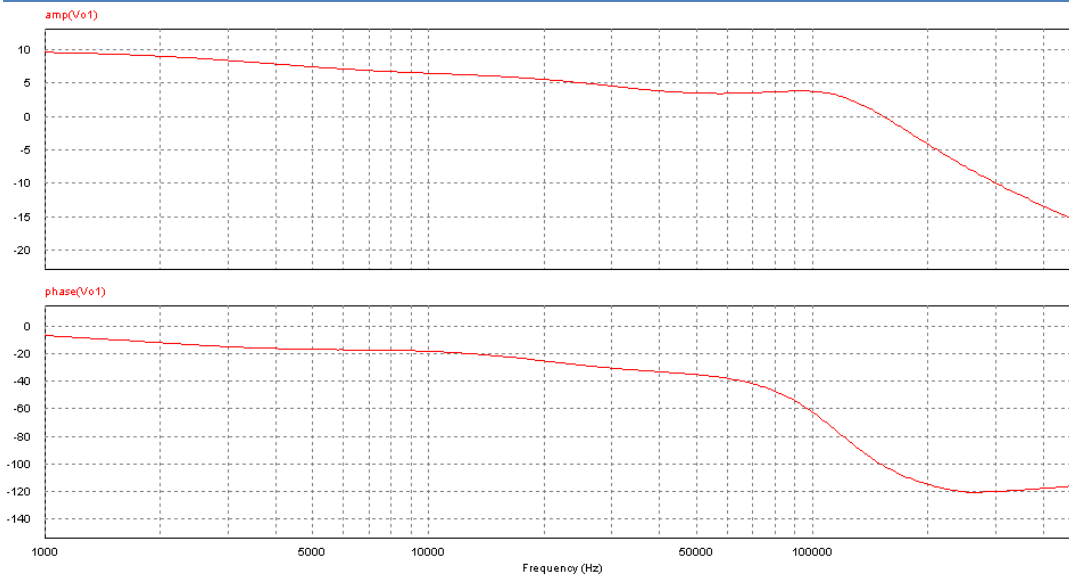


Figura 6.8: Respuesta en frecuencia del lazo externo.

La función de transferencia posee un polo doble en torno a 100kHz y está bastante alterada por los lazos internos de corriente y los efectos parásitos introducidos.

Se seleccionó un regulador con una frecuencia de corte de 35kHz, un margen de fase de 60° y se modificó un poco la Kplus para tener más atenuación a la frecuencia de conmutación.

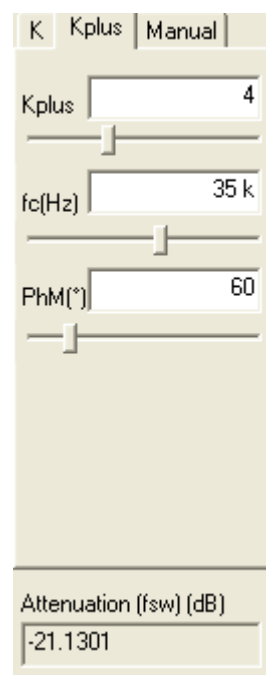


Figura 6.9: Regulador de Tensión.

Gracias a haber modificado la k plus no solo se atenuó la frecuencia de conmutación sino que se consiguió una mejor respuesta dinámica. En la Figura 6.10 se ve la respuesta dinámica junto con los diagramas de bode del regulador, en verde la planta y en morado el bucle abierto y el diagrama de Nyquist del sistema.

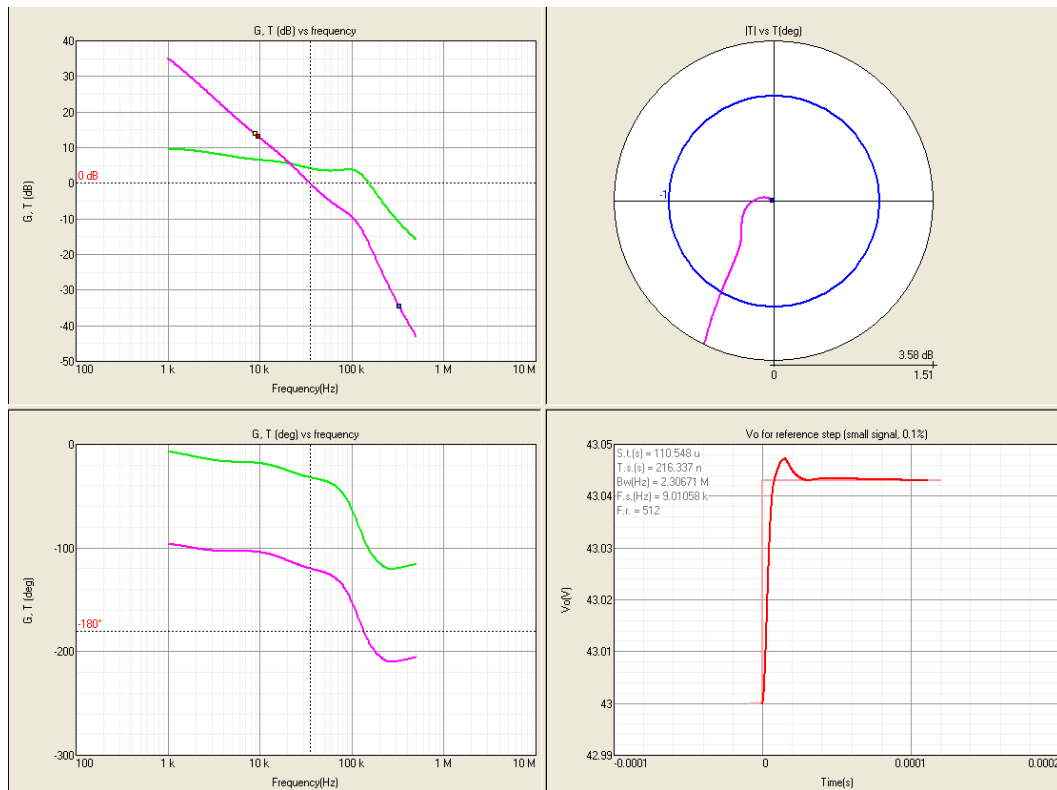


Figura 6.10: Función de transferencia de planta y lazo abierto del regulador de tensión.

Los valores de los componentes del regulador calculador son los siguientes:

Componentes del regulador de tensión.

- $R1 = 128.467k \text{ Ohm}$
- $C1 = 131.361p \text{ F}$
- $C3 = 45.4283p \text{ F}$
- $R2 = 5.14372M \text{ Ohm}$
- $C2 = 3.53618p \text{ F}$
- $Vref = 2.5 \text{ V}$
- $Vp = 1 \text{ V}$
- $R11 = 10k \text{ Ohm}$

Componentes del sensado de tensión.

- $Ra = 7.51577k \text{ Ohm}$
- $Rb = 463.936 \text{ Ohm}$

Componentes del regulador de corriente.

- $R1_i = 3.89944k \text{ Ohm}$
- $C1_i = 538.845p \text{ F}$

- $C3_i = 590.566\text{p F}$
- $R2_i = 4.94533\text{k Ohm}$
- $C2_i = 1.51449\text{n F}$
- $Vp_i = 5\text{V}$
- $R11_i = 10\text{k Ohm}$

Ganancia del sensado de corriente:

- $\text{Gain}_i = 800\text{m}$

Una vez se tiene el regulador plenamente calculado se puede simular la respuesta dinámica del sistema:

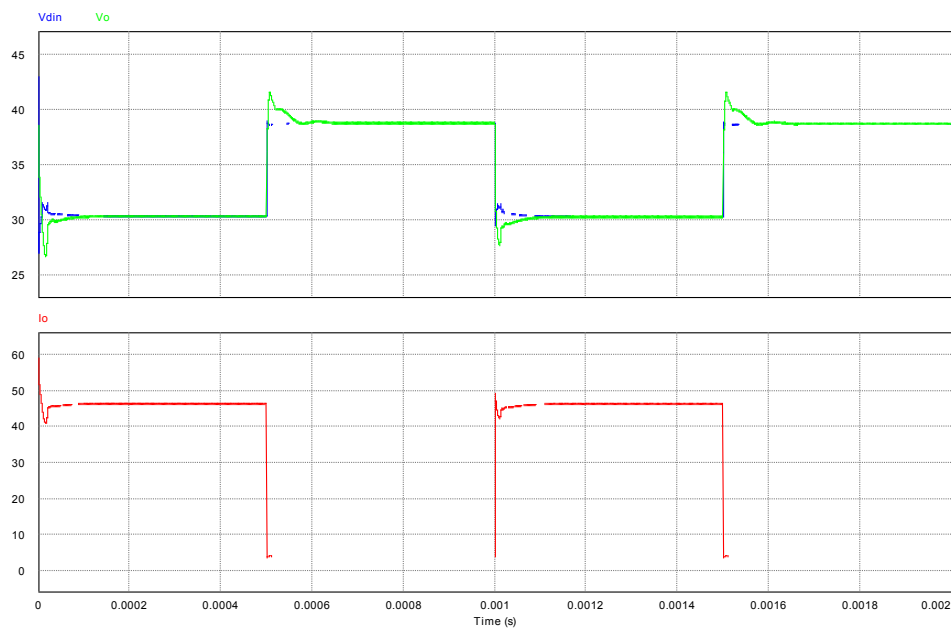


Figura 6.11: Respuesta dinámica del convertidor Reductor definitivo I.

En la Figura 6.11 se observa la respuesta dinámica del convertidor Reductor a escalones de carga de entre 1200W (100%) a 150W (12,5%) conmutando a 1kHz. Esta simulación es muy exigente ya que abarca prácticamente todo el rango de trabajo y la carga varía cada 500 ns.

Se puede observar como el regulador consigue que la tensión de la planta se ajuste al modelo en menos de 100ns, esto hace que el error del emulador esté reducido en momentos puntuales teniendo un error medio muy bajo.

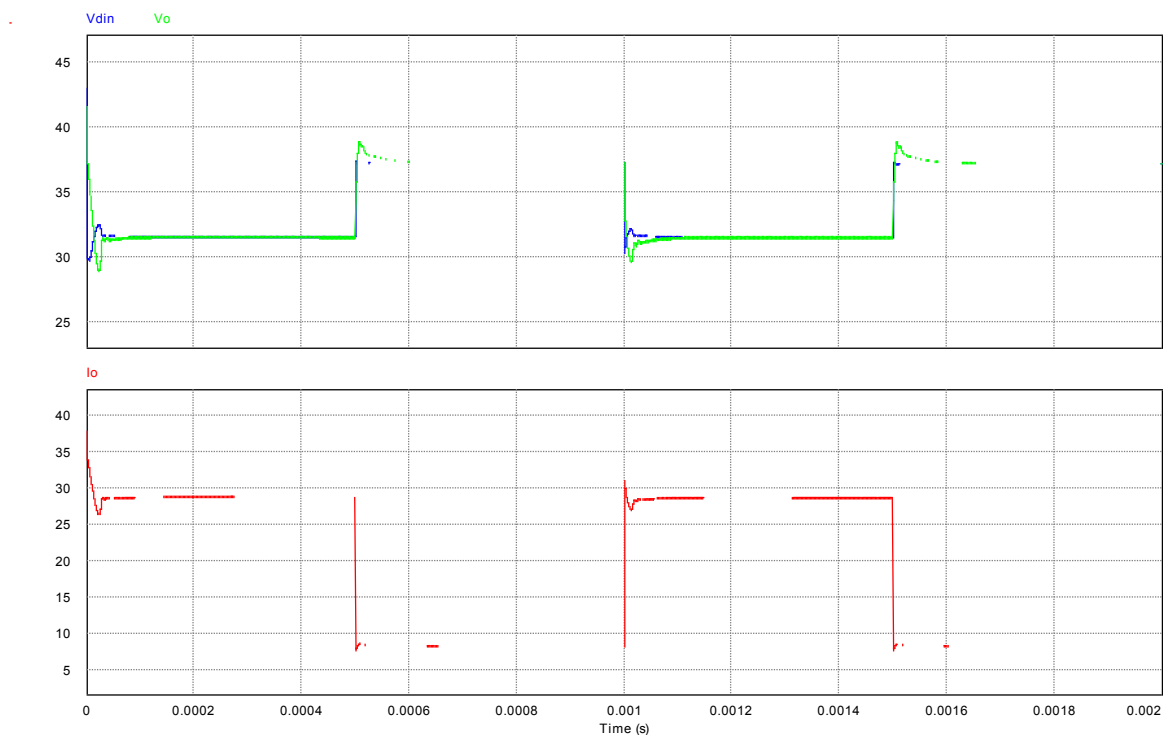


Figura 6.12: Respuesta dinámica del convertidor Reductor definitivo II.

La Figura 6.12 es una simulación de la respuesta dinámica del convertidor Reductor diseñado para escalones de entre 900W (75%) a 300W (25%) conmutando a 1kHz, se observa como al ser el escalón más pequeño que el de la Figura 6.11 la sobreoscilación y el tiempo de estabilización son menores.

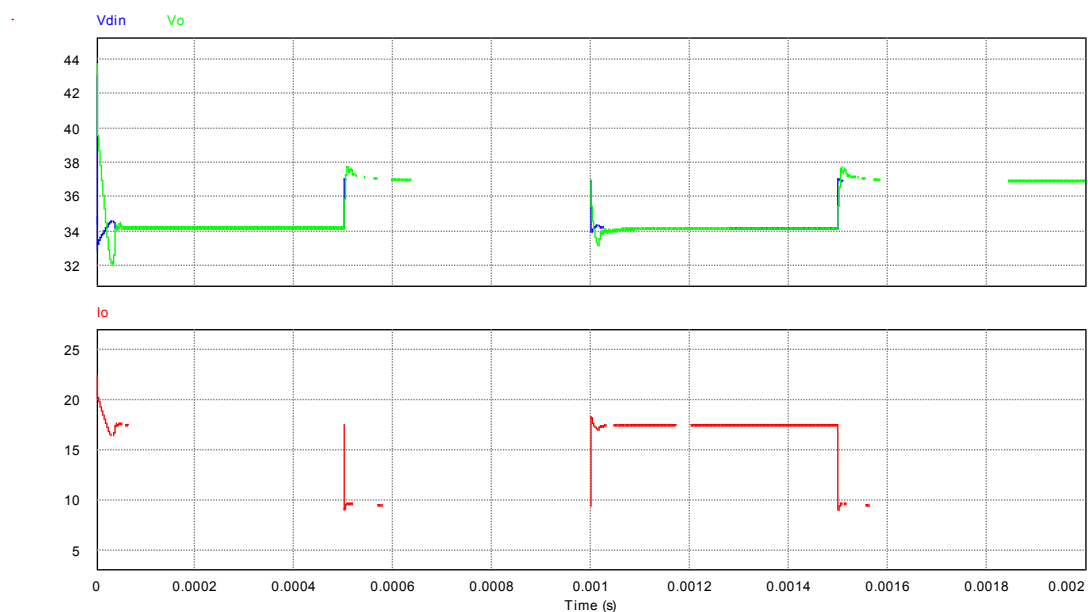


Figura 6.13: Respuesta dinámica del convertidor Reductor definitivo III.

En la simulación de la Figura 6.13 se han introducido al convertidor Reductor diseñado escalones de entre 600W (50%) a 350W (30%) conmutando a 1kHz, al ser un escalón pequeño la prueba es poco exigente y por ello la sobreoscilación y el tiempo de estabilización son pequeños.

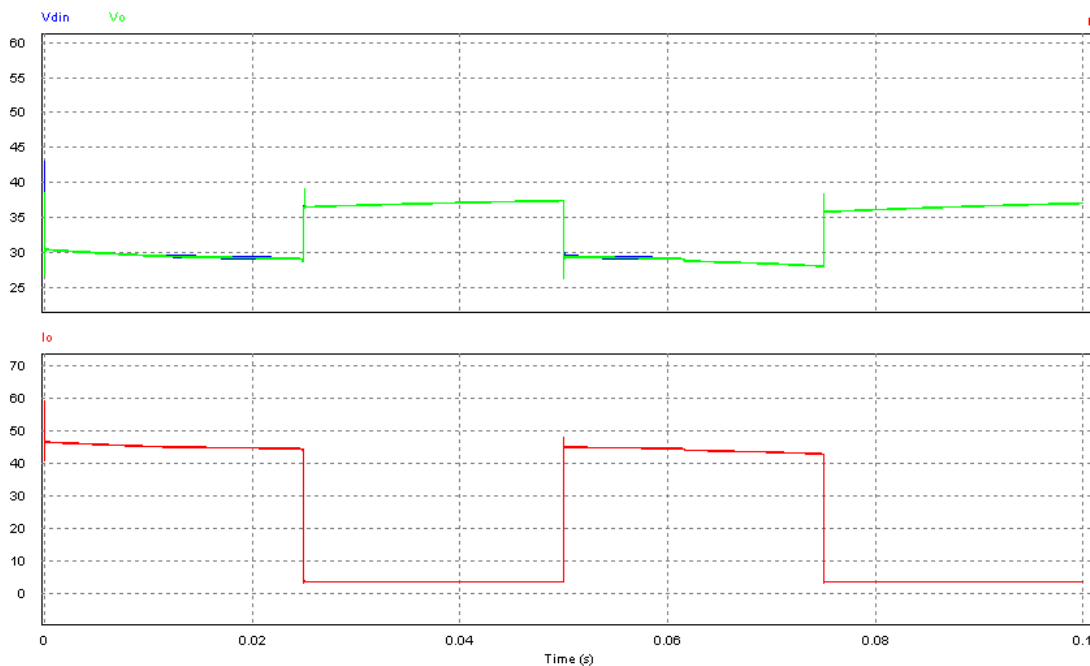


Figura 6.14: Respuesta dinámica del convertidor Reductor definitivo IV.

La simulación de la Figura 6.14 se producen escalones de carga de 1200W a 150W conmutando a 20Hz durante 100ms, esta prueba es muy exigente ya que los escalones son muy grandes y abarcan prácticamente todo el rango de trabajo. El convertidor reproduce el modelo impulsional-sobreamortiguado de la pila de combustible durante 100ms, el tiempo en el cual el convertidor no es capaz de seguir al modelo es mínimo y las sobreoscilaciones del convertidor en los transitorios no son muy grandes (entorno a 5A y 4,5V).

En trabajos futuros se debe seguir trabajando sobre los reguladores y el control para mejorar la respuesta dinámica.

7 Conclusiones y trabajos futuros

En este trabajo se ha diseñado un emulador de pilas de combustible basado en un convertidor electrónico de potencia para aplicaciones a vehículos eléctricos híbridos. Se han analizado y diseñado tres topologías de potencia, para cada topología se ha diseñado tanto un convertidor monofásico como uno multifásico. Se ha seleccionado el convertidor más apropiado para esta aplicación y se han diseñado y seleccionado todos los componentes de este convertidor así como su etapa de control.

En cuanto al modelo estático de la pila de combustible PEM, se ha mostrado que en el convertidor se implementa mediante una LUT, con la curva de polarización de la pila de combustible tipo PEM.

También se ha mostrado como el modelo dinámico de la pila de combustible se implementa convirtiendo el conjunto de ecuaciones diferenciales del modelo de la pila de combustible PEM a un diagrama de bloques cuya entrada es la corriente de salida y cuya salida es la tensión de la pila de combustible para esa salida.

En este trabajo se han analizado tres posibles topologías de convertidores CC-CC como base para implementar el emulador. En la Tabla 7.1 se muestra un resumen comparativo entre las topología analizadas.

	Convertidor Reductor	Convertidor Full Bridge	Convertidor DAB
Respuesta dinámica	Buena	Buena	Regular
Ecualización natural	No	No	Si
Complejidad control	Complejo	Complejo	Simple
Número de Componentes	Medio	Alto	Alto
Tamaño convertidor	Medio	Alto	Alto
Rizado	Medios	Muy bajos	Bajos
Aislamiento galvánico	No	Si	Si

Tabla 7.1: Conclusiones topología de potencia.

Las ventajas del convertidor DAB son su ecualización natural y su control más simple, no obstante el convertidor DAB ha dado una respuesta menos adecuada a amplios rangos de trabajo, por lo que no es el convertidor mas adecuado para esta aplicación. En trabajos futuros se debe estudiar mejor su comportamiento y buscar un mejor funcionamiento con grandes variaciones de carga.

El convertidor Full Bridge tiene el mismo modelo promediado que el reductor, debido a eso la respuesta dinámica de ambos convertidores es muy parecida.

El convertidor Full Bridge tiene dos grandes ventajas sobre el convertidor reductor:

- La primera ventaja es el aislamiento galvánico entre la entrada y la salida que aporta el transformador junto con la posibilidad de alterar la ganancia del convertidor modificando la relación de transformación.
- La segunda es que la frecuencia que ve el filtro es el doble de la frecuencia de conmutación de los Mosfets, luego sus rizados en la tensión de salida son la mitad que los del convertidor reductor.

La ventaja del convertidor reductor respecto a los otros dos convertidores es su simplicidad, esto hace que utilice 4 veces menos semiconductores y por tanto sea mucho más barato y compacto.

A la vista de estos resultados se puede asumir que el convertidor más óptimo para esta aplicación es el convertidor Reductor, siempre que no se requiera aislamiento galvánico en esta etapa. Esto se debe a que debido al número de fases de los convertidores los rizados no son altos, con lo que no es necesario utilizar un convertidor Full Bridge.

Si no se pudiesen añadir tantas fases y los rizados fueran limitantes o si fuera necesario aislamiento galvánico, la mejor opción para desarrollar un emulador sería un convertidor Full Bridge.

Añadir fases es positivo porque hace al convertidor se hace más rápido y disminuye los rizados, por dos razones:

- La bobina equivalente del convertidor se hace más pequeña lo cual desplaza los polos de la función de transferencia de la planta a frecuencias mayores:

$$f_{0_{nfases}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{LC}{n}}} = \frac{\sqrt{n}}{2\pi\sqrt{LC}} = \sqrt{n} \cdot f_{0_{1fase}} \quad (66)$$

Al añadir n fases al convertidor la frecuencia del polo doble se hace \sqrt{n} veces más grande, manteniendo el valor de la inductancia de las fases constante.

- La disminución de rizado que ocurre al añadir fases permite disminuir el valor de la inductancia.

Pero añadir fases tiene otros aspectos a tener en cuenta:

- La corriente media por las bobina de las fases disminuye al aumentar el número de fases lo cual hace que se produzca a menor potencia la frontera entre MCD-MCC.
- Con cada fase añadida aumenta el volumen y coste del convertidor.

Elegir el número de fases es una decisión de compromiso entre el la disminución del rizado, los polos de la función de transferencia, la frontera MCC-MCD y el volumen/coste del convertidor.

Se ha diseñado completamente un convertidor Reductor de 4 fases, se han seleccionado los semiconductores calculando sus estreses y sus pérdidas. El filtro de salida ha sido dimensionado y se ha diseñado la bobina y el condensador que lo componen.

Para terminar, se ha diseñado la etapa de control de dicho convertidor y se han obtenido resultados experimentales a escalones de carga de distinta amplitud y potencia.

Trabajos futuros

A la vista de los resultados obtenidos durante la realización este trabajo, se recomiendan los siguientes trabajos futuros:

- Una vez finalizado el diseño teórico y simulación el siguiente paso natural sería la implementación física del emulador.
- La respuesta dinámica del DAB no ha sido satisfactoria, en trabajos futuros se debe comprender mejor su funcionamiento y estudiar si puede responder mejor a amplios rangos de trabajo.
- Se debe seguir trabajando sobre los reguladores y el control de los convertidores para mejorar la respuesta dinámica del emulador.
- Estudiar inestabilidades generadas por el control de ecualización que obligan a bajar la frecuencia de corte de los reguladores.
- El complejo funcionamiento de las pilas de combustible hace que sean necesarios emuladores capaces de representar fenómenos que se presentan en las pilas de combustible tipo PEM y que pueden afectar a los sistemas conectados a pilas de combustible tipo PEM. De entre todos los fenómenos de operación en las pilas de combustible tipo PEM hay dos especialmente importantes: el envejecimiento y la deriva térmica. Por lo que se propone modelar el envejecimiento y la deriva térmica de las pilas de combustible tipo PEM y añadir estas características al modelo de la pila de combustible tipo PEM en el emulador diseñado.



8 Estudio económico:

En esta sección se va a desarrollar una estimación de los costes asociados a este proyecto. Al tratarse de un proyecto de diseño sin implementación física, los costes se reducen a costes de desarrollo y no existen costes de materiales.

8.1 Costes de desarrollo

Los costes de desarrollo se dividen en dos tipos de costes distintos, los costes de ingeniería y los costes de documentación:

Los costes de ingeniería son los costes asociados al análisis y al diseño del emulador de pilas de combustible PEM. Se estiman en 50€/hora.

Los costes de documentación comprenden el desarrollo de la memoria y su mecanografiado, se estiman en 20€/hora.

ACTIVIDAD	Coste por hora (€/h)	Número de horas	COSTE (€)
Desarrollo de ingeniería	50	400	20.000
Documentación	20	100	2.000
Coste total:			22.000

8.2 Presupuesto del proyecto:

Una vez conocidos los costes de desarrollo se puede calcular los costes de impuestos y el presupuesto final del proyecto.

TIPO DE COSTE	COSTE
Coste de desarrollo	22.000
Coste de impuestos (I.V.A. 21%)	4.620
Coste total	26.620

El coste total del proyecto asciende a veintiséis mil seiscientos veinte euros.

Bibliografía:

- [1] Barrado Bautista, Andrés Apuntes asignatura “Modelado y control de convertidores multifasicos” UC3M 2014.
- [2] C deBeer, P Barendse, A Khan, “Development of an HT PEM Fuel Cell Emulator Using a Multiphase Interleaved DC–DC Converter Topology” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol 28, pages 1120 – 1131, 2013.
- [3] C deBeer, P Barendse, A Khan, P Pillay, “Modeling and Emulation of Fuel Cell Flooding Behavior” *Power Engineering Society Conference and Exposition in Africa (PowerAfrica)*, 2012 IEEE, pages 1-7, 2012.
- [4] C deBeer, P Barendse, A Khan, “Emulation of High Temperature PEM Fuel Cell Electrical Dynamics and Operational Phenomena”, *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2012 IEEE, pages 4450 – 4456, 2012.
- [5] F. Gao, B. Blunier, M. G. Simoes, and A. Miraoui, “PEM fuel cell stack modeling for real-time emulation in hardware-in-the-loop applications” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 26, pages: 184–194, Mar. 2011.
- [6] F. Gao, B. Blunier, D. Bouquain, A. Miraoui, and A. E. moudni, "Polymer electrolyte fuel cell stack emulator for automotive hardware in-the-loop applications," in *Proc. IEEE Veh. Power Propulsion Coni*, pages: 998-1004, 2009.
- [7] F. Gao, B. Blunier, D. Bouquain, D. Cherenko A. Miraoui, "Multi-Rates Fuel Cell Emulation With Spatial Reduced Real-Time Fuel Cell Modelling", *Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*, 2011 IEEE, pages: 1 – 8, 2011.
- [8] F. Gao, B. Blunier, A. Miraoui, and A. E. moudni, "A multiphysic dynamic I D model of a proton exchange membrane fuel cell stack for real time simulation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009.
- [9] C. Restrepo, T. Konjrdic, A. Garces, J. Clemente, R. Giral, “Identification of a Proton-Exchange Membrane Fuel Cell’s Model Parameters by Means of an Evolution Strategy”, *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, Vol 11, pages 548-559, 2015.
- [10] C. Restrepo, C. Torres, J. Clemente, R. Giral, R. Leyva, “Simulator of a PEM Fuel-Cell Stack Based on a Dynamic Model” *Industrial Electronics*, 2009. *IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE*, pages 2796 – 2801, 3013.

- [11] H. Ramirez-Murillo, J. Clemente, A. Romero, R. Giral, C. Restrepo, "Energy Management of a Fuel Cell Serial-Parallel Hybrid System", Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD), 2014 11th International, pages 1-6, 2014.
- [12] C. Restrepo, G. Garcia, J. Clemente, R. Giral, L. Martinez-Salamero, "Model identification of a Proton-Exchange Membrane Fuel-Cell from an input-output experiment: The diffusive representation approach" Control Conference (ECC), 2013 European, Pages: 3578 – 3583, 2013.
- [13] C. Raga, A. Barrado, A. Lázaro, I. Quesada, D. López del Moral, V. Valdivia, "Black-box model and identification methodology for PEM fuel cell with overdamped transient response", Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE, Pages: 3168 – 3174, 2012.
- [14] C. Raga, A. Barrado, A. Lázaro, C. Fernandez, V. Valdivia, I. Quesada, "Black-box model and identification methodology for PEM fuel cell with overshooted transient response", Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE, Pages: 3168 – 3174, 2012.
- [14] C. Raga, A. Barrado, A. Lázaro, C. Fernandez, V. Valdivia, and I. Quesada, "Black-box model and identification methodology for PEM fuel cell with overshooted transient response," in Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo., pages 3168–3174, 2012.
- [15] C. Raga, A. Barrado, A. Lázaro, C. Fernández, V. Valdivia, I. Quesada, L. Gauchía "Black-box Model, Identification Technique and Frequency Analysis for PEM Fuel Cell with Overshooted Transient Response" IEEE Transactions on Power Electronics Vol.: 29, No: 10, Pag.: 5334-5346, Oct. 2014.
- [16] Juan A. López sastre, J. Israel Díaz García, Cristina Romero-Ávila García, "La pila de combustible", Universidad de Valladolid, Secretariado de publicaciones, 2014.
- [17] F. Barbir, "PEM Fuel Cells Theory and Practice". New York: Elsevier, 2005.
- [18] D. sperling, J. S. Cannon, "The hydrogen Energy Transition", Academic Press, 2004.
- [19] Barrado Bautista, Andrés. Apuntes asignatura "Sistemas electrónicos de potencia" UC3M 2014
- [20] L.D. Ortega Camino "Control digital implementado en FPGA para convertidores Dual Active Bridge en conexión serie a la entrada paralelo a la salida" Capitulo 3 pags 14-27, Julio 2013.
- [21] Daniel W. Hart, "Electrónica de potencia". Ed Prentice Hall 2001

Anexo 1: Hojas de catálogo.

FDP5800
N-Channel Logic Level PowerTrench® MOSFET
60 V, 80 A, 6 mΩ

December 2013

Features

- $R_{DS(on)} = 4.6 \text{ m}\Omega$ (Typ.) @ $V_{GS} = 10 \text{ V}$, $I_D = 80 \text{ A}$
- High Performance Trench Technology for Externally Low $R_{DS(on)}$
- Low Gate Charge
- High Power and Current Handling Capability
- RoHS Compliant

Description

This N-Channel MOSFET is produced using Fairchild Semiconductor's advanced PowerTrench® process that has been tailored to minimize the on-state resistance while maintaining superior switching performance.

Applications

- Power Tools
- Motor Drives and Uninterruptible Power Supplies
- Synchronous Rectification
- Battery Protection Circuit

TO-220

MOSFET Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	FDP5800	Unit
V_{DS}	Drain-Source Voltage	60	V
V_{GS}	Gate-Source Voltage	± 20	V
I_D	Drain Current	- Continuous ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	80
		- Continuous ($T_C = 100^\circ\text{C}$)	80*
		- Continuous ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	14
I_{DM}	Drain Current - Pulsed	320	A
E_{AS}	Single Pulsed Avalanche Energy (Note 1)	652	mJ
P_D	Power Dissipation ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	242	W
		- Derate Above 25°C	1.61
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Temperature Range	-55 to +175	$^\circ\text{C}$

*Drain current limited by package.

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	FDP5800	Unit
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction to Case, Max.	0.62	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient, Max.	62.5	$^\circ\text{C/W}$

©2006 Fairchild Semiconductor Corporation
FDP5800 Rev. C2

1

www.fairchildsemi.com

FDP5800 — N-Channel Logic Level PowerTrench® MOSFET

Package Marking and Ordering Information

Part Number	Top Mark	Package	Packing Method	Reel Size	Tape Width	Quantity
FDP5800	FDP5800	TO-220	Tube	N/A	N/A	50 units

Electrical Characteristics $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
--------	-----------	------------	------	------	------	------

Off Characteristics

$B_{V_{DS}}$	Drain-Source Breakdown Voltage	$I_D = 250 \mu\text{A}$, $V_{GS} = 0 \text{ V}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$	60	—	—	V
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current	$V_{DS} = 48 \text{ V}$ $V_{GS} = 0 \text{ V}$, $T_J = 150^\circ\text{C}$	—	—	1	μA
I_{GSS}	Gate-Body Leakage Current, Forward	$V_{GS} = \pm 20 \text{ V}$, $V_{DS} = 0 \text{ V}$	—	—	± 100	nA

On Characteristics

$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	$V_{GS} = V_{DS}$, $I_D = 250 \mu\text{A}$	1.0	—	2.5	V
$R_{DS(on)}$	Static Drain-Source On Resistance	$V_{GS} = 10 \text{ V}$, $I_D = 80 \text{ A}$	—	4.6	6.0	m Ω
		$V_{GS} = 4.5 \text{ V}$, $I_D = 80 \text{ A}$	—	5.9	7.2	m Ω
		$V_{GS} = 5 \text{ V}$, $I_D = 80 \text{ A}$	—	5.6	7.0	m Ω
		$V_{GS} = 10 \text{ V}$, $I_D = 80 \text{ A}$, $T_J = 175^\circ\text{C}$	—	10.4	12.6	m Ω

Dynamic Characteristics

C_{iss}	Input Capacitance	$V_{DS} = 15 \text{ V}$, $V_{GS} = 0 \text{ V}$, $f = 1 \text{ MHz}$	—	6890	9160	pF
C_{oss}	Output Capacitance		—	750	1000	pF
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance		—	295	445	pF
R_g	Gate Resistance	$V_{GS} = 0.5 \text{ V}$, $f = 1 \text{ MHz}$	—	1.2	—	Ω
$Q_{g(TOT)}$	Total Gate Charge at 10V	$V_{GS} = 0 \text{ V to } 10 \text{ V}$	—	112	145	nC
$Q_{g(TH)}$	Total Gate Charge at 5V	$V_{GS} = 0 \text{ V to } 5 \text{ V}$	—	58	—	nC
$Q_{g(TH)}$	Threshold Gate Charge	$V_{GS} = 0 \text{ V to } 1 \text{ V}$	—	7.0	—	nC
Q_{gs}	Gate to Source Gate Charge	$V_{DS} = 30 \text{ V}$, $I_D = 80 \text{ A}$, $I_g = 1 \text{ mA}$	—	23	—	nC
Q_{gs2}	Gate Charge Threshold to Plateau		—	13	—	nC
Q_{gd}	Gate to Drain "Miller" Charge		—	18	—	nC

Switching Characteristics ($V_{GS} = 10 \text{ V}$)

t_{ON}	Turn-On Time	$V_{DD} = 30 \text{ V}$, $I_D = 80 \text{ A}$, $V_{GS} = 10 \text{ V}$, $R_g = 1.5 \Omega$	—	37	85	ns
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time		—	18	46	ns
t_r	Turn-On Rise Time		—	19	47	ns
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time		—	55	120	ns
t_f	Turn-Off Fall Time		—	9	28	ns
t_{OFF}	Turn-Off Time		—	64	138	ns

Drain-Source Diode Characteristics

V_{SD}	Drain-Source Diode Forward Voltage	$V_{GS} = 0 \text{ V}$, $I_{SD} = 80 \text{ A}$	—	—	1.25	V
		$V_{GS} = 0 \text{ V}$, $I_{SD} = 40 \text{ A}$	—	—	1.0	V
t_{rr}	Reverse Recovery Time	$V_{GS} = 0 \text{ V}$, $I_{SD} = 80 \text{ A}$, $di/dt = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$	—	58	—	ns
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge		—	106	—	nC

Notes:

1: $L = 1 \text{ mH}$, $I_{AS} = 35 \text{ A}$, $V_{DD} = 54 \text{ V}$, $V_{GS} = 10 \text{ V}$, $R_g = 25 \Omega$, Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$

Typical Performance Characteristics

Figure 1. On-Region Characteristics

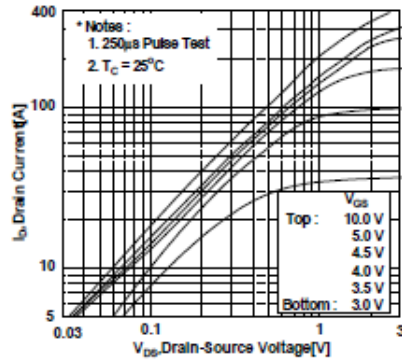


Figure 2. Transfer Characteristics

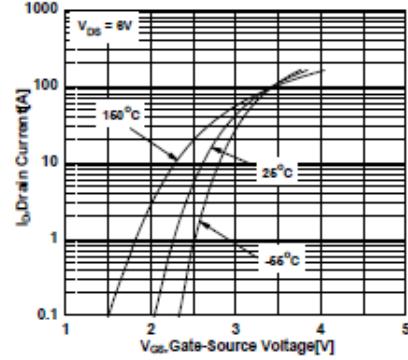


Figure 3. On-Resistance Variation vs. Drain Current and Gate Voltage

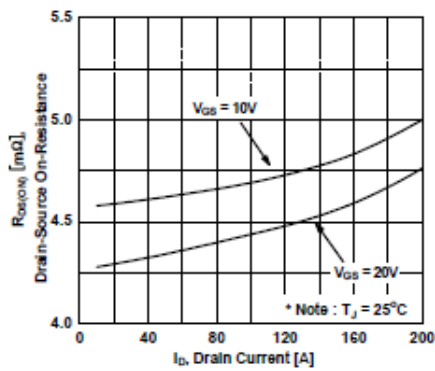


Figure 4. Body Diode Forward Voltage Variation vs. Source Current and Temperature

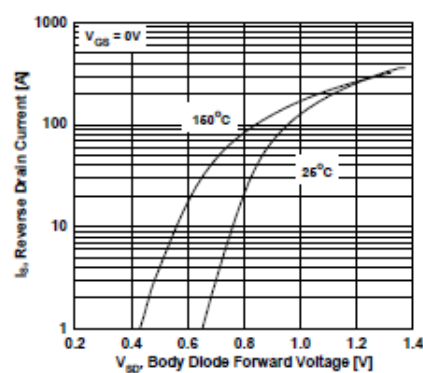


Figure 5. Capacitance Characteristics

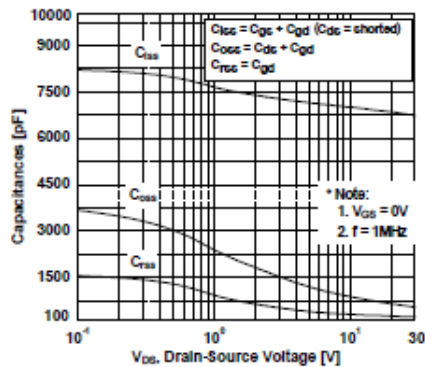
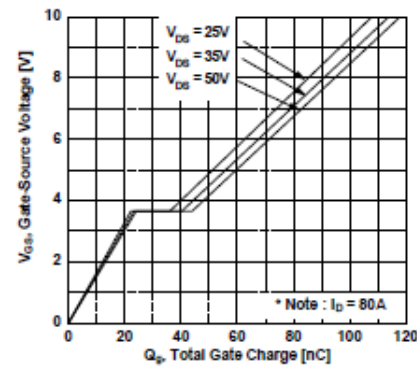


Figure 6. Gate Charge Characteristics



Typical Performance Characteristics (Continued)

Figure 7. Breakdown Voltage Variation vs. Temperature

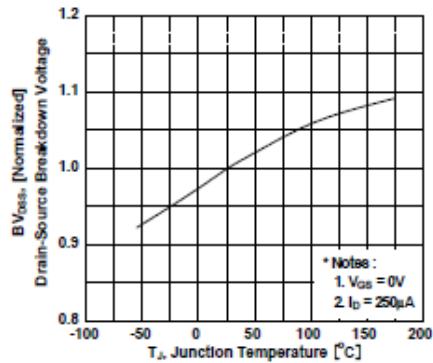


Figure 8. On-Resistance Variation vs. Temperature

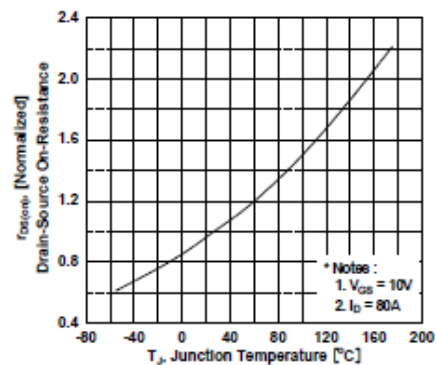


Figure 9. Maximum Safe Operating Area

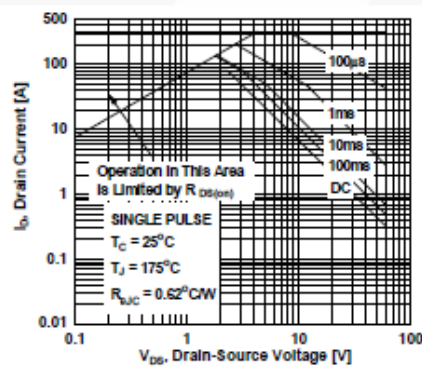


Figure 10. Maximum Drain Current vs. Case Temperature

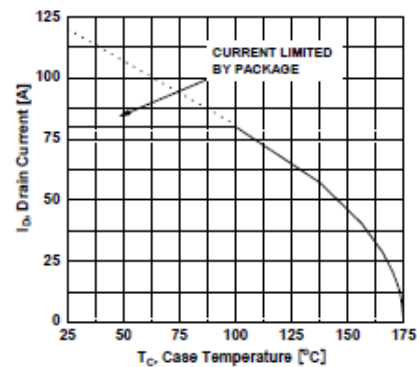
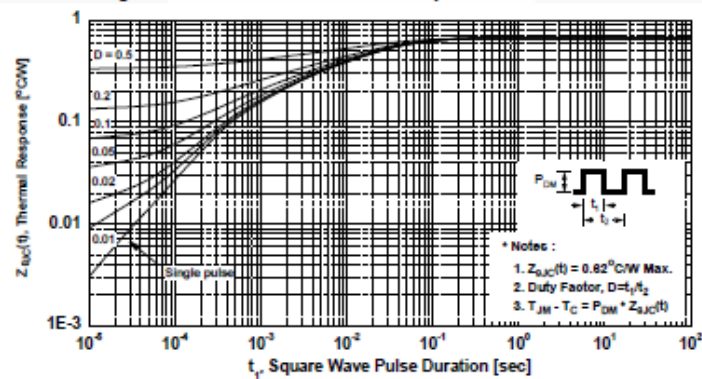


Figure 11. Transient Thermal Response Curve



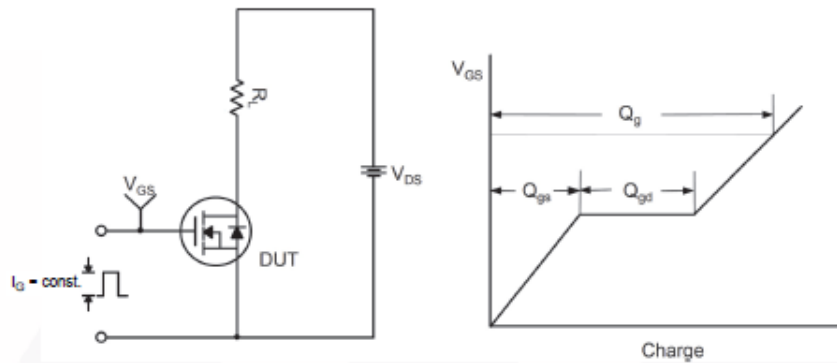


Figure 12. Gate Charge Test Circuit & Waveform

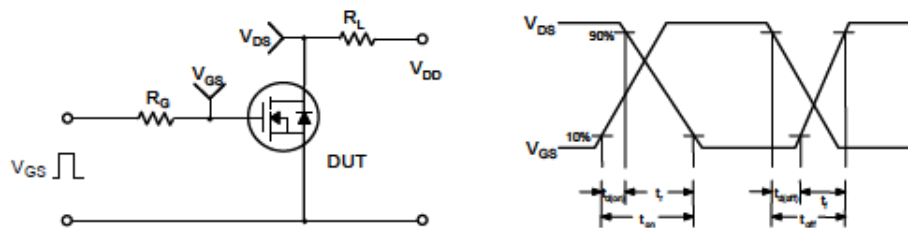


Figure 13. Resistive Switching Test Circuit & Waveforms

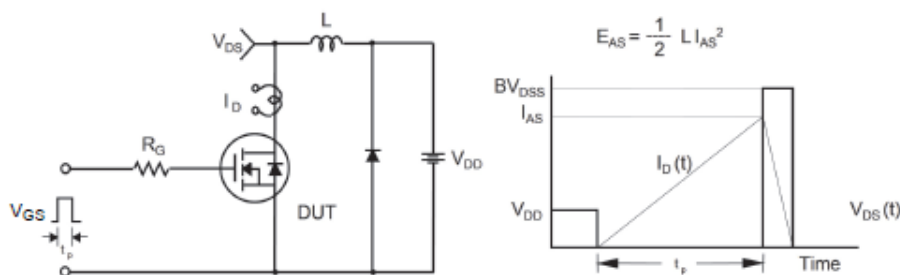


Figure 14. Unclamped Inductive Switching Test Circuit & Waveforms

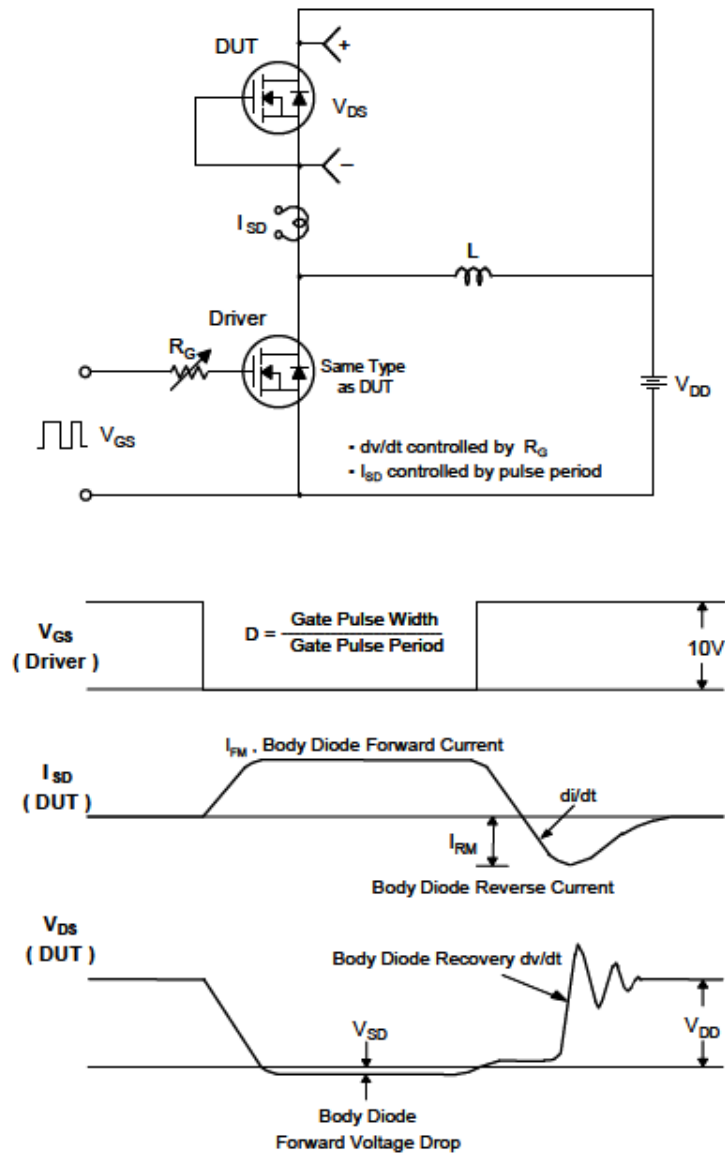


Figure 15. Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit & Waveforms

Mechanical Dimensions

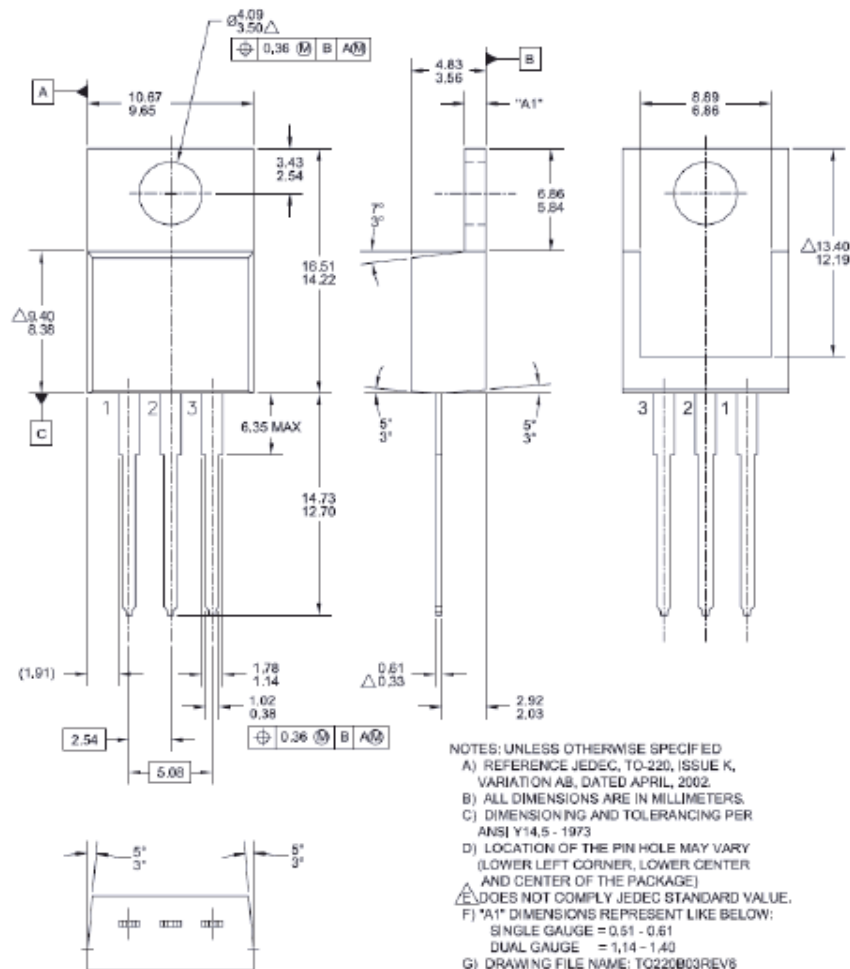


Figure 16. TO-220, Molded, 3-Lead, Jedec Variation AB

Package drawings are provided as a service to customers considering Fairchild components. Drawings may change in any manner without notice. Please note the revision and/or date on the drawing and contact a Fairchild Semiconductor representative to verify or obtain the most recent revision. Package specifications do not expand the terms of Fairchild's worldwide terms and conditions, specifically the warranty therein, which covers Fairchild products.

Always visit Fairchild Semiconductor's online packaging area for the most recent package drawings:

http://www.fairchildsemi.com/package/packageDetails.html?id=PN_TT220-003

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR

TRADEMARKS
The following includes trademarks registered and unregistered trademarks and service marks, owned by Fairchild Semiconductor and/or its global subsidiaries, and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

AccuPower™
AX-CAP™
BITGIC™
Build it Now™
CorePLUS™
CorePOWER™
CROSSVOLT™
CTL™
Current Transfer Logic™
DEUXPEED™
Dual Cool™
EcoSPARK™
EfficientMax™
ESBC™
 Fairchild®
Fairchild Semiconductor®
FACT Quiet Series™
FACT®
FAST®
FastvCore™
FETBench™
FPS™

F-PFS™
FRFET®
Global Power Resource™
GreenBridge™
Green FPS™
Green FPS™ e-Series™
Gmax™
GTO™
IntelliMAX™
ISOPLANAR™
Marking Small Speakers Sound Louder and Better™
MegaBuck™
MICROCOUPLER™
MicroFET™
MicroPak™
MicroPak2™
MillerDrive™
MotionMax™
mWSaver®
OptoHIT™
OPTOLOGIC®
OPTOPLANAR®

PowerTrench®
PowerXS™
Programmable Active Droop™
QFET®
QS™
Quiet Series™
RapidConfigure™
 Saving our world, 1mW/W&W at a time™
SignalWise™
SmartMax™
SMART START™
Solutions for Your Success™
SPM®
STEALTH™
SuperFET™
SuperSOT™-3
SuperSOT™-6
SuperSOT™-8
SupreMOS®
SyncFET™

Synco-Lock™
SYSTEM®
GENERAL
TinyBoost™
TinyBuck™
TinyCalc™
TinyLogic®
TINYOPTO™
TinyPower™
TinyPWM™
TinyWire™
TransIC™
TriFault Detect™
TRUECURRENT®
 uSerDes™
 UHC®
Ultra FRFET™
UniFET™
VCX™
VisualMax™
VoltagePlus™
XS™

*Trademarks of System General Corporation, used under license by Fairchild Semiconductor.

DISCLAIMER
FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION, OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS. THESE SPECIFICATIONS DO NOT EXPAND THE TERMS OF FAIRCHILD'S WORLDWIDE TERMS AND CONDITIONS, SPECIFICALLY THE WARRANTY THEREIN, WHICH COVERS THESE PRODUCTS.

LIFE SUPPORT POLICY
FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION.

As used here in:

- Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury of the user.
- A critical component in any component of a life support, device, or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

ANTI-COUNTERFEITING POLICY
Fairchild Semiconductor Corporation's Anti-Counterfeiting Policy. Fairchild's Anti-Counterfeiting Policy is also stated on our external website, www.fairchildsemi.com, under Sales Support.
Counterfeiting of semiconductor parts is a growing problem in the industry. All manufacturers of semiconductor products are experiencing counterfeiting of their parts. Customers who inadvertently purchase counterfeit parts experience many problems such as loss of brand reputation, substandard performance, failed application, and increased cost of production and manufacturing delays. Fairchild is taking strong measures to protect ourselves and our customers from the proliferation of counterfeit parts. Fairchild strongly encourages customers to purchase Fairchild parts either directly from Fairchild or from Authorized Fairchild Distributors who are listed by country on our web page cited above. Products customers buy either from Fairchild directly or from Authorized Fairchild Distributors are genuine parts, have full traceability, meet Fairchild's quality standards for handling and storage and provide access to Fairchild's full range of up-to-date technical and product information. Fairchild and our Authorized Distributors will stand behind all warranties and will appropriately address and warranty issues that may arise. Fairchild will not provide any warranty coverage or other assistance for parts bought from Unauthorized Sources. Fairchild is committed to combat this global problem and encourage our customers to do their part in stopping this practice by buying direct or from authorized distributors.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS
Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative / In Design	Datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	Datasheet contains preliminary data; supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice to improve design.
No Identification Needed	Full Production	Datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice to improve the design.
Obsolete	Not In Production	Datasheet contains specifications on a product that is discontinued by Fairchild Semiconductor. The datasheet is for reference information only.

Rev. 166

©2006 Fairchild Semiconductor Corporation
FDP5800 Rev. C2

8

www.fairchildsemi.com



October 2013

MBR3035PT - MBR3060PT 30 A Schottky Barrier Rectifiers

Features

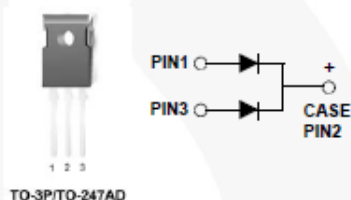
- Low Power Loss, High Efficiency
- High Surge Capacity
- Metal Silicon Junction, Majority Carrier Conduction
- High Current Capacity, Low Forward Voltage Drop
- Guard Ring for Over-Voltage Protection (OVP)

Applications

- Low-Voltage
- High-Frequency Inverters
- Free Wheeling
- Polarity Protection

Description

This center-tap Schottky rectifier is optimal for secondary rectification and free-wheeling applications for high-efficiency DC-DC converter design, which features very low forward voltage drop and low leakage current.



Ordering Information

Part Number	Marking	Package	Packing Method
MBR3035PT	MBR3035PT	TO-247 3L	Rail
MBR3045PT	MBR3045PT		
MBR3050PT	MBR3050PT		
MBR3060PT	MBR3060PT		

Absolute Maximum Ratings

Stresses exceeding the absolute maximum ratings may damage the device. The device may not function or be operable above the recommended operating conditions and stressing the parts to these levels is not recommended. In addition, extended exposure to stresses above the recommended operating conditions may affect device reliability. The absolute maximum ratings are stress ratings only. Values are at $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Value				Units
		MBR 3035PT	MBR 3045PT	MBR 3050PT	MBR 3060PT	
V_{RRM}	Maximum Repetitive Reverse Voltage	35	45	50	60	V
$I_{F(AV)}$	Average Rectified Forward Current .375-inch Lead Length at $T_A = 105^\circ\text{C}$	30				A
I_{FSM}	Non-Repetitive Peak Forward Surge Current: 8.3 ms Single Half-Sine Wave	200				A
T_{STG}	Storage Temperature Range	-65 to +175				$^\circ\text{C}$
T_J	Operating Junction Temperature Range	-65 to +150				$^\circ\text{C}$

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Value	Units
P_D	Power Dissipation	3.0	W
$R_{\theta JL}$	Thermal Resistance, Junction to Lead	1.4	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$

Electrical Characteristics

Values are at $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Value				Units
		MBR 3035PT	MBR 3045PT	MBR 3050PT	MBR 3060PT	
V _F	Maximum Forward Voltage, per Leg	I _F = 20 A, T _C = 25°C		0.75		V
		I _F = 20 A, T _C = 125°C	0.60	0.65		
		I _F = 30 A, T _C = 25°C	0.76			
		I _F = 30 A, T _C = 125°C	0.72			
I _R	Maximum Reverse Current at Rated V _{RRM} , per Leg	T _A = 25°C	0.1	5.0		mA
		T _A = 125°C	60.0	100.0		
I _{RRM}	Peak Repetitive Reverse Surge Current, per Leg 2.0 μs Pulse Width, f = 1.0 kHz		1.0	0.5		A

Typical Performance Characteristics

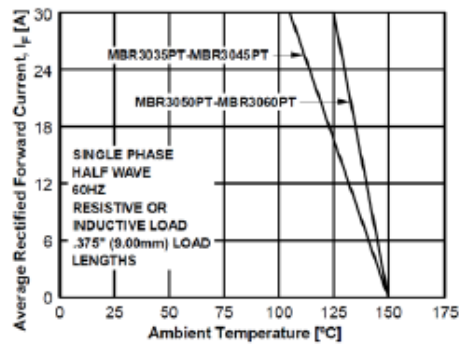


Figure 1. Forward Current Derating Curve

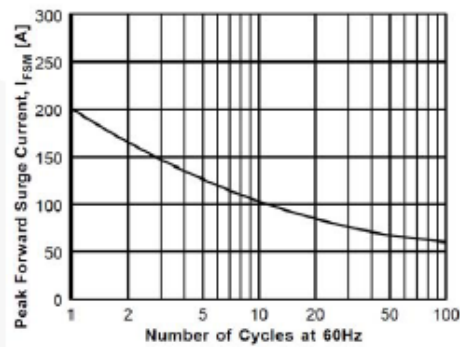


Figure 2. Non-Repetitive Surge Current

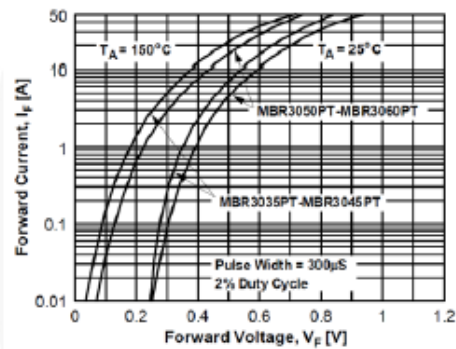


Figure 3. Forward Voltage Characteristics

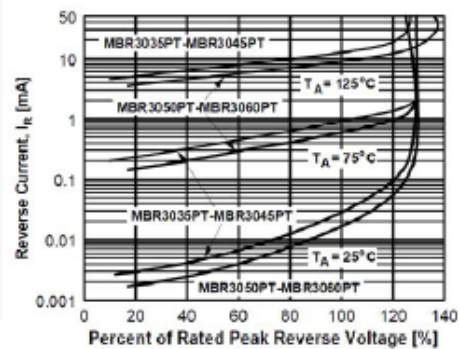


Figure 4. Reverse Current vs. Reverse Voltage

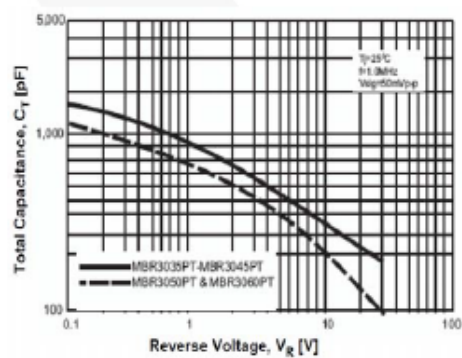


Figure 5. Total Capacitance

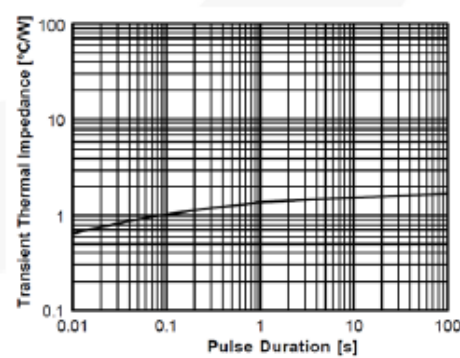
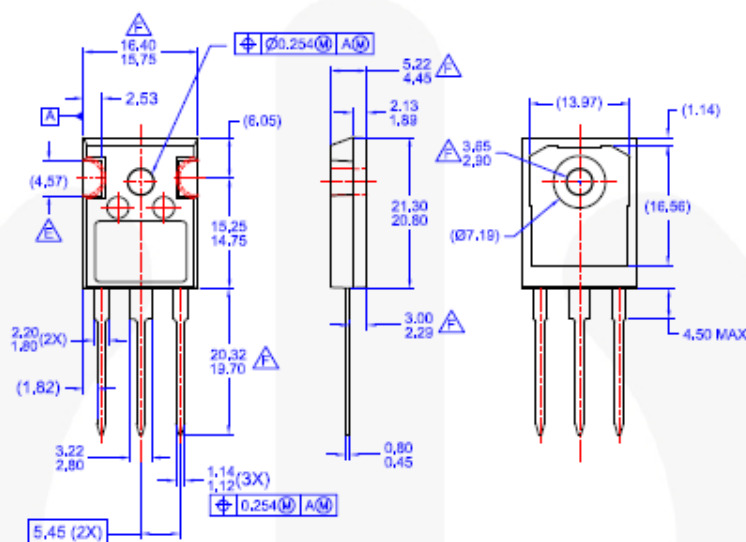


Figure 6. Thermal Impedance Characteristics

Physical Dimensions

TO-247 3L



NOTES: UNLESS OTHERWISE SPECIFIED
 A. PACKAGE REFERENCE: JEDEC TO-247, ISSUE "E", VARIATION AD
 B. DIMENSIONS ARE EXCLUSIVE OF BURRS, MOLD FLASH, AND TIE BAR EXTRUSIONS.
 C. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS.
 D. DRAWING CONFORMS TO ASME Y14.5 - 1994
 E. DOES NOT COMPLY JEDEC STANDARD VALUE.
 F. NOTCH MAY BE SQUARE
 G. DRAWING FILENAME: MKT-TO247E03_REV02

Figure 7. TO-247, MOLDED, 3 LEADS, JEDEC OPTION AD (ACTIVE)

Package drawings are provided as a service to customers considering Fairchild components. Drawings may change in any manner without notice. Please note the revision and/or date on the drawing and contact a Fairchild Semiconductor representative to verify or obtain the most recent revision. Package specifications do not expand the terms of Fairchild's worldwide terms and conditions, specifically the warranty therein, which covers Fairchild products.

Always visit Fairchild Semiconductor's online packaging area for the most recent package drawings:
<http://www.fairchildsemi.com/dwg/TO/TO247E03.pdf>

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR

TRADEMARKS

The following includes registered and unregistered trademarks and service marks, owned by Fairchild Semiconductor and/or its global subsidiaries, and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

<p>AccuPower™ AX-CAP™ BitSIC™ Build it Now™ CorePLUS™ CorePOWER™ CROSSVOLT™ CTL™ Current Transfer Logic™ DEUXPEED® Dual Cool™ EcoSPARK® EfficientMax™ ESB™ Fairchild® Fairchild Semiconductor® FACT Quiet Series™ FACT™ FAST™ FastCore™ FETBench™ FPS™</p>	<p>F-PFS™ FRFET® Global Power Resource™ GreenBridge™ Green FPS™ Green FPS™ e-Series™ Gmax™ GTO™ IntelIMAX™ ISOPLANAR™ Making Small Speakers Sound Louder and Better™ MegaBuck™ MICROCOUPLER™ MicroFET™ MicroPak™ MicroPak2™ MillerDrive™ MotionMax™ mW Saver® OptoHIT™ OPTOLOGIC® OPTOPLANAR®</p>	<p>PowerTrench® PowerXS™ Programmable Active Droop™ QFET® QS™ Quiet Series™ RapidConfigure™ Saving our world, 1mW/W at a time™ SignalWise™ SmartMax™ SMART START™ Solutions for Your Success™ SPM® STEALTH™ SuperFET® SuperSOT™-3 SuperSOT™-6 SuperSOT™-8 SuperMOS® SyncFET™</p>	<p>Syno-Lock™ SYSTEM GENERAL® TinyBoost® TinyBuck® TinyCalc™ TinyLogic™ TINYOPTO™ TinyPower™ TinyPWM™ TinyWire™ TransiC™ TriFault Detect™ TRUECURRENT® µSerDes™ UHC® Ultra FRFET™ UnifET™ VCX™ VisualMax™ VoltagePlus™ XST™</p>
--	---	--	---

* Trademarks of System General Corporation, used under license by Fairchild Semiconductor.

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION, OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN. NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS. THESE SPECIFICATIONS DO NOT EXPAND THE TERMS OF FAIRCHILD'S WORLDWIDE TERMS AND CONDITIONS, SPECIFICALLY THE WARRANTY THEREIN, WHICH COVERS THESE PRODUCTS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION.

As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury of the user.
2. A critical component in any component of a life support device, or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

ANTI-COUNTERFEITING POLICY

Fairchild Semiconductor Corporation's Anti-Counterfeiting Policy. Fairchild's Anti-Counterfeiting Policy is also stated on our external website, www.fairchildsemi.com, under Sales Support.

Counterfeiting of semiconductor parts is a growing problem in the industry. All manufacturers of semiconductor products are experiencing counterfeiting of their parts. Customers who inadvertently purchase counterfeit parts experience many problems such as loss of brand reputation, substandard performance, failed applications, and increased cost of production and manufacturing delays. Fairchild is taking strong measures to protect ourselves and our customers from the proliferation of counterfeit parts. Fairchild strongly encourages customers to purchase Fairchild parts either directly from Fairchild or from Authorized Fairchild Distributors who are listed by country on our web page cited above. Products customers buy either from Fairchild directly or from Authorized Fairchild Distributors are genuine parts, have full traceability, meet Fairchild's quality standards for handling and storage and provide access to Fairchild's full range of up-to-date technical and product information. Fairchild and our Authorized Distributors will stand behind all warranties and will appropriately address any warranty issues that may arise. Fairchild will not provide any warranty coverage or other assistance for parts bought from Unauthorized Sources. Fairchild is committed to combat this global problem and encourage our customers to do their part in stopping this practice by buying direct or from authorized distributors.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative / In Design	Datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	Datasheet contains preliminary data; supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice to improve design.
No Identification Needed	Full Production	Datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice to improve the design.
Obsolete	Not In Production	Datasheet contains specifications on a product that is discontinued by Fairchild Semiconductor. The datasheet is for reference information only.

Rev. 166

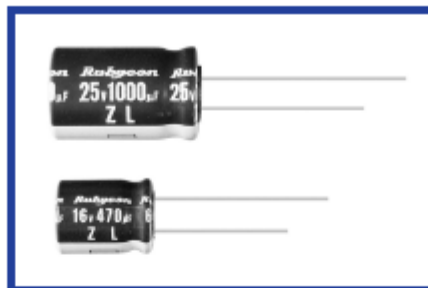
Rubycon MINIATURE ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS **ZL**

ZL SERIES

105°C High Ripple Current, Low Impedance.

◆ **FEATURES**

- Enabled high ripple current by a reduction of Impedance at high frequency range.
- Load Life : 105°C 1000~5000 hours.
- RoHS compliance.



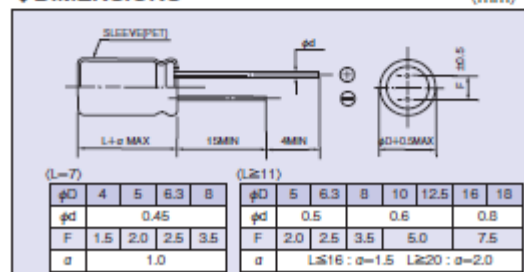
◆ **SPECIFICATIONS**

Items	Characteristics																																			
Category Temperature Range	-40~+105℃																																			
Rated Voltage Range	6.3~100V.DC																																			
Capacitance Tolerance	±20%(20℃,120Hz)																																			
Leakage Current(MAX)	I=0.01CV or 3μA whichever is greater.(After 2 minutes) I=Leakage Current(μA) C=Capacitance(μF) V=Rated Voltage(V)																																			
Dissipation Factor(MAX) (tanδ)	<table><tr><td>Rated Voltage (V)</td><td>6.3</td><td>10</td><td>16</td><td>25</td><td>35</td><td>50</td><td>63</td><td>100</td></tr><tr><td>tanδ</td><td>0.22</td><td>0.19</td><td>0.16</td><td>0.14</td><td>0.12</td><td>0.10</td><td>0.09</td><td>0.08</td></tr></table> <p>(20℃,120Hz)</p> <p>When capacitance is over 1000μF, tanδ shall be added 0.02 to the listed value with increase of every 1000μF.</p>									Rated Voltage (V)	6.3	10	16	25	35	50	63	100	tanδ	0.22	0.19	0.16	0.14	0.12	0.10	0.09	0.08									
Rated Voltage (V)	6.3	10	16	25	35	50	63	100																												
tanδ	0.22	0.19	0.16	0.14	0.12	0.10	0.09	0.08																												
Endurance	<p>After life test with rated ripple current at conditions stated in the table below at 105℃, the capacitors shall meet the following requirements.</p> <table><tr><td>Capacitance Change</td><td>Within ±25% of the initial value.</td></tr><tr><td>Dissipation Factor</td><td>Not more than 200% of the specified value.</td></tr><tr><td>Leakage Current</td><td>Not more than the specified value.</td></tr></table> <table><tr><td>Case Size</td><td>Life Time (hrs)</td></tr><tr><td>L=7</td><td>1000</td></tr><tr><td rowspan="4">L≥11</td><td>φ0≤6.3</td><td>2000</td></tr><tr><td>φ0= 8</td><td>3000</td></tr><tr><td>φ0= 10</td><td>4000</td></tr><tr><td>φ0≥12.5</td><td>5000</td></tr></table>									Capacitance Change	Within ±25% of the initial value.	Dissipation Factor	Not more than 200% of the specified value.	Leakage Current	Not more than the specified value.	Case Size	Life Time (hrs)	L=7	1000	L≥11	φ0≤6.3	2000	φ0= 8	3000	φ0= 10	4000	φ0≥12.5	5000								
Capacitance Change	Within ±25% of the initial value.																																			
Dissipation Factor	Not more than 200% of the specified value.																																			
Leakage Current	Not more than the specified value.																																			
Case Size	Life Time (hrs)																																			
L=7	1000																																			
L≥11	φ0≤6.3	2000																																		
	φ0= 8	3000																																		
	φ0= 10	4000																																		
	φ0≥12.5	5000																																		
Low Temperature Stability Impedance Ratio(MAX)	<table><tr><td>Rated Voltage (V)</td><td>6.3</td><td>10</td><td>16</td><td>25</td><td>35</td><td>50</td><td>63</td><td>100</td></tr><tr><td>Z(-25℃)/Z(20℃)</td><td>2</td><td>2</td><td>2</td><td>2</td><td>2</td><td>2</td><td>2</td><td>2</td></tr><tr><td>Z(-40℃)/Z(20℃)</td><td>3</td><td>3</td><td>3</td><td>3</td><td>3</td><td>3</td><td>3</td><td>3</td></tr></table> <p>(120Hz)</p>									Rated Voltage (V)	6.3	10	16	25	35	50	63	100	Z(-25℃)/Z(20℃)	2	2	2	2	2	2	2	2	Z(-40℃)/Z(20℃)	3	3	3	3	3	3	3	3
Rated Voltage (V)	6.3	10	16	25	35	50	63	100																												
Z(-25℃)/Z(20℃)	2	2	2	2	2	2	2	2																												
Z(-40℃)/Z(20℃)	3	3	3	3	3	3	3	3																												

◆ **MULTIPLIER FOR RIPPLE CURRENT**

Frequency (Hz)	120	1k	10k	100k≤
5.6~33µF	0.42	0.70	0.90	1.00
39~270µF	0.50	0.73	0.92	1.00
330~680µF	0.55	0.77	0.94	1.00
820~1800µF	0.60	0.80	0.96	1.00
2200~6800µF	0.70	0.85	0.98	1.00

◆ **DIMENSIONS**



◆ **OPTION**

	Code
PET Sleeve	EFC

◆ **PART NUMBER**

Rated Voltage	Series	Capacitance	Capacitance Tolerance	Option	Lead Forming	Case Size
□□□	ZL	□□□□□	M	□□□	□□	D×L

Rubycon MINIATURE ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS **ZL**

◆ STANDARD SIZE

Rated Voltage (V-DC)	capacitance (μF)	Size φD×L(mm)	Rated ripple current (mA rms/105°C, 100kHz)	Impedance (Ω MAX)	
				20°C, 100kHz	-10°C, 100kHz
6.3 (0J)	39	4×7	130	0.85	2.6
	68	5×7	210	0.43	1.3
	150	6.3×7	300	0.23	0.69
	150	5×11	250	0.30	1.0
	220	8×7	380	0.15	0.45
	330	6.3×11	405	0.13	0.41
	560	8×11.5	760	0.072	0.22
	820	8×16	995	0.056	0.17
	1000	10×12.5	1030	0.053	0.16
	1200	8×20	1250	0.041	0.13
	1200	10×16	1430	0.038	0.12
	1500	10×20	1820	0.023	0.069
	2200	10×23	2150	0.022	0.066
	3300	12.5×20	2360	0.021	0.053
	3900	12.5×25	2770	0.018	0.045
	4700	12.5×30	3290	0.016	0.041
	5600	12.5×35	3400	0.015	0.039
	5600	16×20	3140	0.018	0.045
	6800	16×25	3460	0.016	0.043
10 (1A)	27	4×7	130	0.89	2.7
	56	5×7	210	0.44	1.4
	100	5×11	250	0.30	1.0
	120	6.3×7	300	0.23	0.69
	180	8×7	380	0.15	0.45
	220	6.3×11	405	0.13	0.41
	470	8×11.5	760	0.072	0.22
	680	8×16	995	0.056	0.17
	680	10×12.5	1030	0.053	0.16
	1000	8×20	1250	0.041	0.13
	1000	10×16	1430	0.038	0.12
	1200	10×20	1820	0.023	0.069
	1500	10×23	2150	0.022	0.066
	2200	12.5×20	2360	0.021	0.053
	3300	12.5×25	2770	0.018	0.045
	3900	12.5×30	3290	0.016	0.041
	3900	16×20	3140	0.018	0.045
	4700	12.5×35	3400	0.015	0.039
	5600	16×25	3460	0.016	0.043
16 (1C)	18	4×7	130	0.92	2.8
	33	5×7	210	0.45	1.4
	56	5×11	250	0.30	1.0
	68	6.3×7	300	0.24	0.72
	120	8×7	380	0.15	0.45
	120	6.3×11	405	0.13	0.41
	330	8×11.5	760	0.072	0.22
	470	8×16	995	0.056	0.17
	470	10×12.5	1030	0.053	0.16
	680	8×20	1250	0.041	0.13
	680	10×16	1430	0.038	0.12
	1000	10×20	1820	0.023	0.069
	1200	10×23	2150	0.022	0.066
	1500	12.5×20	2360	0.021	0.053
	2200	12.5×25	2770	0.018	0.045
	2700	12.5×30	3290	0.016	0.041
	2700	16×20	3140	0.018	0.045
	3300	12.5×35	3400	0.015	0.039
	3900	16×25	3460	0.016	0.043
25 (1E)	15	4×7	130	0.94	2.9
	27	5×7	210	0.46	1.4
	47	5×11	250	0.30	1.0
	56	6.3×7	300	0.24	0.72
	100	8×7	380	0.15	0.45
	100	6.3×11	405	0.13	0.41
	220	8×11.5	760	0.072	0.22
	330	8×16	995	0.056	0.17
	330	10×12.5	1030	0.053	0.16
	470	8×20	1250	0.041	0.13
	470	10×16	1430	0.038	0.12
	680	10×20	1820	0.023	0.069
	820	10×23	2150	0.022	0.066
	1000	12.5×20	2360	0.021	0.053
	1500	12.5×25	2770	0.018	0.045
	1800	12.5×30	3290	0.016	0.041
	1800	16×20	3140	0.018	0.045
	2200	12.5×35	3400	0.015	0.039
	2700	16×25	3460	0.016	0.043

Rubycon MINIATURE ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS **ZL**

◆ STANDARD SIZE

Rated Voltage (V-DC)	capacitance (μF)	Size φD×L(mm)	Rated ripple current (mA rms/105°C, 100kHz)	Impedance (Ω MAX)	
				20°C, 100kHz	-10°C, 100kHz
35 (1V)	10	4×7	130	0.96	2.9
	18	5×7	210	0.47	1.5
	33	5×11	250	0.30	1.0
	39	6.3×7	300	0.25	0.75
	56	8×7	380	0.16	0.48
	56	6.3×11	405	0.13	0.41
	150	8×11.5	760	0.072	0.22
	220	8×16	995	0.056	0.17
	220	10×12.5	1030	0.053	0.16
	270	8×20	1250	0.041	0.13
	330	10×16	1430	0.038	0.12
	470	10×20	1820	0.023	0.069
	560	10×23	2150	0.022	0.066
	680	12.5×20	2360	0.021	0.053
	1000	12.5×25	2770	0.018	0.045
	1200	12.5×30	3290	0.016	0.041
	1200	16×20	3140	0.018	0.045
	1500	12.5×35	3400	0.015	0.039
50 (1H)	1800	16×25	3460	0.016	0.043
	5.6	4×7	130	1.0	3.0
	10	5×7	210	0.50	1.5
	22	6.3×7	300	0.26	0.78
	22	5×11	238	0.34	1.18
	33	8×7	380	0.17	0.51
	56	6.3×11	385	0.14	0.50
	100	8×11.5	724	0.074	0.22
	120	8×16	950	0.061	0.18
	150	10×12.5	979	0.061	0.18
	180	8×20	1190	0.046	0.14
	220	10×16	1370	0.042	0.12
	270	10×20	1580	0.030	0.090
	330	10×23	1870	0.028	0.085
	470	12.5×20	2050	0.027	0.068
	560	12.5×25	2410	0.023	0.059
	680	12.5×30	2860	0.021	0.052
	820	12.5×35	2960	0.019	0.051
100 (2A)	820	16×20	2730	0.023	0.059
	1000	16×25	3010	0.021	0.056
63 (1J)	15	5×11	165	0.88	3.5
	33	6.3×11	265	0.35	1.4
	56	8×11.5	500	0.22	0.88
	82	8×16	665	0.16	0.64
	82	10×12.5	685	0.15	0.60
	120	8×20	820	0.12	0.48
	120	10×16	945	0.11	0.44
	180	10×20	1100	0.080	0.32
	180	12.5×16	1135	0.082	0.27
	220	10×23	1300	0.073	0.29
	270	12.5×20	1495	0.060	0.20
	330	12.5×25	1850	0.043	0.14
	470	12.5×30	2250	0.039	0.13
	470	16×20	1990	0.045	0.14
	560	12.5×35	2450	0.033	0.11
	560	16×25	2550	0.032	0.096
	680	12.5×40	2780	0.029	0.096
	680	18×20	2450	0.038	0.10
100 (2A)	820	16×31.5	2810	0.026	0.078
	820	18×25	2780	0.031	0.084
	1000	16×35.5	2835	0.021	0.063
	1000	18×31.5	3270	0.025	0.068
	1200	16×40	3340	0.019	0.057
	1200	18×35.5	3310	0.020	0.054
	1500	18×40	3420	0.018	0.049
	6.8	5×11	125	1.4	5.6
	15	6.3×11	205	0.57	2.3
	27	8×11.5	355	0.36	1.4
	39	8×16	450	0.25	1.0
	47	10×12.5	450	0.24	0.96
	56	8×20	565	0.19	0.76
	68	10×16	580	0.18	0.72
	82	10×20	750	0.13	0.52
	82	12.5×16	735	0.13	0.43
	100	10×23	880	0.12	0.48
	120	12.5×20	1045	0.094	0.31
	180	12.5×25	1195	0.071	0.23
	220	12.5×30	1410	0.063	0.21
	220	16×20	1295	0.071	0.21
	270	12.5×35	1560	0.052	0.17
	270	16×25	1600	0.053	0.16
	270	18×20	1470	0.069	0.19
	330	12.5×40	1700	0.046	0.15
	390	16×31.5	1750	0.041	0.12
	390	18×25	1620	0.049	0.13
	470	16×35.5	1890	0.033	0.10
	470	18×31.5	1775	0.039	0.11
	560	16×40	2080	0.030	0.090
	560	18×35.5	2060	0.031	0.084
	680	18×40	2570	0.028	0.076